

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-314506

(43)Date of publication of application : 25.10.2002

(51)Int.Cl.

H04J 11/00

H04L 7/00

(21)Application number : 2001-119819

(71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 18.04.2001

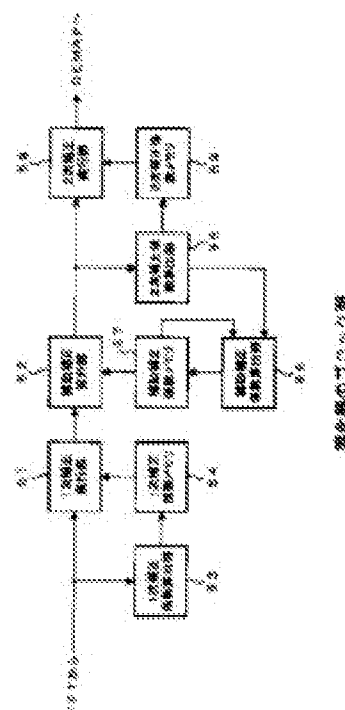
(72)Inventor : TAKANO HIROAKI

(54) RECEIVER AND RECEPTION METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a receiver and a reception method that provide no effect on processing to obtain a primary approximation in correcting the phase rotation due to a clock error in a transceiver.

SOLUTION: An equalizer of a receiver is provided with a primary correction execution section 51 which uses a reference symbol, a secondary correction execution section 58 which uses a pilot carrier, and an auxiliary correction execution section 52 that is placed between the primary correction execution section 51 and the secondary correction execution section 58, stores a correction coefficient for phase rotation in the secondary correction to an auxiliary correction coefficient memory 57, conducts primary correction at next correction and executes auxiliary correction using the auxiliary correction coefficient before the secondary correction. Since the phase rotation of the pilot carrier exists only in the difference from the preceding processing, the secondary correction corrects the rotation caused by one symbol time so as to prevent increase in the stored angle by the secondary correction thereby preventing the communication quality from being degraded.



*** NOTICES ***

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] A signal with which a reference symbol by two or more BPSK modulation was inserted in a data symbol insertion area, In a receiving set which receives a modulating signal by which became irregular with an orthogonal frequency division multiplex method, and wireless transfer was carried out using two or more subcarriers and to which it restores, An equalization means for amending amplitude and a phase of the above-mentioned data symbol to which it restored, Between 1 next-correction execution part by the above-mentioned reference symbol, 2 next-correction execution part by a pilot carrier which is after 1 next correction and is contained in all the data symbols, and the above-mentioned 1 next-correction execution part and the above-mentioned 2 next-correction execution part, A receiving set having an auxiliary amendment execution part which performs auxiliary amendment by an auxiliary correction factor before performing 2 next correction after saving a correction factor of a part which rotated a phase by the 2 above-mentioned next correction after performing 2 next correction at an auxiliary correction coefficient memory and performing 1 next correction at the time of next amendment.

[Claim 2] In the receiving set according to claim 1, an auxiliary amendment execution part of the above-mentioned equalization means, A receiving set amending rotation of a phase produced in time of one symbol of 2 next correction, and providing angle restrictions when it rotates more than a definite angle which has the above-mentioned pilot carrier by within a time [of the one above-mentioned symbol].

[Claim 3] A signal with which a reference symbol by two or more BPSK modulation was inserted in a data symbol insertion area, In a receiving set which receives a modulating signal by which became irregular with an orthogonal frequency division multiplex method, and wireless transfer was carried out using two or more subcarriers and to which it restores, An equalization means for amending amplitude and a phase of the above-mentioned data symbol, Between 1 next-correction execution part by the above-mentioned reference symbol, 2 next-correction execution part by a pilot carrier which is after 1 next correction and is contained in all the data symbols, and the above-mentioned 1 next-correction execution part and the above-mentioned 2 next-correction execution part, After performing 2 next correction, a correction factor of a part which rotated a phase by the 2 above-mentioned next correction is saved at an auxiliary correction coefficient memory, After performing 1 next correction at the time of next amendment, have an auxiliary amendment execution part which performs auxiliary amendment by an auxiliary correction factor before performing 2 next correction, and the above-mentioned auxiliary amendment execution part, A receiving set asking for approximation straight lines from the degree of phase rotation angle of the above-mentioned pilot carrier, and carrying out equalizing

processing of the inclination of the above-mentioned approximation straight lines in predetermined data symbol time.

[Claim 4] A receiving method which receives a modulating signal by which modulated a signal with which a reference symbol by two or more BPSK modulation was inserted in a data symbol insertion area with an orthogonal frequency division multiplex method using two or more subcarriers, and wireless transfer was carried out and to which it restores, comprising:

1 next-correction execution step according [an equalization step for amending amplitude and a phase of the above-mentioned data symbol to which it restored] to the above-mentioned reference symbol.

2 next-correction execution step by a pilot carrier which is after 1 next correction and is contained in all the data symbols.

After performing 2 next correction between the above-mentioned 1 next-correction execution step and the above-mentioned 2 next-correction execution step, An auxiliary amendment execution step which performs auxiliary amendment which used an auxiliary correction factor before performing 2 next correction after saving a correction factor of a part which rotated a phase by the 2 above-mentioned next correction at an auxiliary correction coefficient memory and performing 1 next correction at the time of next amendment.

[Claim 5] In the receiving method according to claim 4, an auxiliary amendment execution step of the above-mentioned equalization step, A receiving method amending rotation of a phase produced in time of one symbol of 2 next correction, and providing angle restrictions when it rotates more than a definite angle which has the above-mentioned pilot carrier by within a time [of the one above-mentioned symbol].

[Claim 6] A signal with which a reference symbol by two or more BPSK modulation was inserted in a data symbol insertion area, In a receiving method which receives a modulating signal by which became irregular with an orthogonal frequency division multiplex method, and wireless transfer was carried out using two or more subcarriers and to which it restores, An equalization step for amending amplitude and a phase of the above-mentioned data symbol, 1 next-correction execution step by the above-mentioned reference symbol, and 2 next-correction execution step by a pilot carrier which is after 1 next correction and is contained in all the data symbols, After performing 2 next correction between the above-mentioned 1 next-correction execution step and the above-mentioned 2 next-correction execution step, A correction factor of a part which rotated a phase by the 2 above-mentioned next correction is saved at an auxiliary correction coefficient memory, After performing 1 next correction at the time of next amendment, have an auxiliary amendment execution step which performs auxiliary amendment which used an auxiliary correction factor before performing 2 next correction, and the above-mentioned auxiliary amendment execution step, A receiving method asking for approximation straight lines from the degree of phase rotation angle of the above-mentioned pilot carrier, and carrying out equalizing processing of the inclination of the above-mentioned approximation straight lines in predetermined data symbol time.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the receiving set and receiving method which

receive the information transmitted by the OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex: orthogonal frequency division multiplex) method.

[0002]

[Description of the Prior Art]By radio, the OFDM modulation method is known as a modulation method for realizing high-speed picture transmission. An OFDM modulation method is a multi-carrier modulation method, and is a method which transmits the signal which carried out multiplex [of the digital modulation wave with the carrier frequency carrier frequency and thousands crossed at right angles depending on tens to hundreds, or a system].

[0003]In order this modulation method is strong to frequency selective fading and to create a multi-carrier DFT (Discrete Fourier Transform: discrete Fourier transform). Or it has the feature that FFT (Fast Fourier Transform: Fast Fourier Transform) in which the high speed operation is possible is used.

[0004]To combine multi-level modulation, such as 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation (Amplitude and Phase Shift Keying)), with an OFDM modulation method, it is necessary to realize by synchronous detection.

[0005]It is necessary to perform amendment of a phase and amplitude to amplitude for every carrier, and the equalizer for it is needed for it with a receiving set by multi-level modulation methods, such as 16QAM which carries information. An equalizer is a device for performing processing which returns it to the original state, when the transmitted signal receives distortion of change of amplitude, rotation of a phase, etc. under the influence of transmission lines, such as phasing.

[0006]As a principle of an equalizer, the transfer function of a transmission line is presumed and it realizes by canceling distortion of a transmission line by covering the inverse filter over an input signal. In the radio communications system by an OFDM modulation method, since it can have data as a frequency-axis top after an FFT conversion process, the equalizer for an OFDM modulation method is arranged after an FFT conversion process in many cases.

[0007]Drawing 1 is a transmitter of a common OFDM communication system. After coding convolutional code-ization etc. in the FECCode (Forward Error Correction) section 1, 16QAM etc. are mapped in the MAP section 2 and reverse FFT computation is performed in the IFFT (Inverse FFT) section 3.

[0008]Guard intervals are inserted in the GI section 4 after reverse FFT computation, it passes along the analog circuit part of high frequency processing by RF section 5, and an electric wave is sent out to the space which is a transmission line with the antenna 6.

[0009]Drawing 2 is a receiver of a common OFDM communication system. The signal received with the antenna 7 passes along the analog circuit part of high frequency processing by RF section 8, takes a synchronization in synchronous circuits, such as a packet synchronization, and cuts down the input data to FFT computation in the GI remove section 9.

[0010]The data returned on the frequency axis which performed FFT computation by FFT section 10 has the amplitude and the phase of a signal amended by the equalizer 11. Therefore, the equalizer 11 is arranged after the FFT conversion process of a receiver end. The equalizer 11 presumes the state of a transmission line from the transmitter side using the signal, reference symbol, and pilot carrier which are known beforehand.

[0011]Drawing 3 and drawing 4 are the figures showing the data format and user datum of a packet. Here, when cutting down the data of 64 points in an FFT conversion process, the case where data is sent using 52 of the 64 points is explained to be a symbol. This 52 data is called symbol. The reference symbol 31 shown in drawing 3 is an OFDM signal of a known pattern.

The user datum 31-2, 31-3 which are shown in drawing 3... The data symbol of 31-n comprises the 48 data carriers 41 and the four pilot carriers 42 which are shown in drawing 4.

[0012]The outputs of an FFT conversion process are 52 data for 52 careers. Amplitude and a phase are distorted under the influence of the frequency error etc. of the digital clock of the transmitter-receiver with which this data serves as influence of transmission lines, such as a multipass, a frequency error of a transmitter-receiver, and an error of FFT conversion process timing.

[0013]1st amplitude correction and phase correction are performed using the reference symbol modulated by the known pattern. The correction factor of this 1st amplitude correction and phase correction is used in common within the same packet. The pilot carrier is contained in each data symbol. Distortion by the factor which changes in time within the same packet is removed using this pilot carrier. This is the 2nd phase correction.

[0014]Below, the Method of amendment of this 1st amplitude correction and phase correction, and the 2nd phase correction is explained. First, 1st amplitude correction and phase correction are performed. $Y(a, b)$ is made into the input signal of the b -th career of a symbol eye. Let $R(b)$ be data of the b -th career of a reference symbol. Let $C(b)$ be a transfer function of the transmission line over the b -th career. In that case, since the known pattern $R(b)$ serves as the input signal $Y(a, b)$ in response to distortion of a transmission line etc., it can be expressed like the following several 1 formulas. $Y(a, b)$, $R(b)$, and $C(b)$ are complex numbers.

[0015]

[Equation 1] $Y(1, b) = C(b) \cdot R(b)$

[0016]Here, $Y(1, b)$ expresses the input signal of the reference symbol which is 1 symbol eye. Therefore, the transfer function used as distortion of a transmission line etc. serves as the following several 2 formulas.

[0017]

[Equation 2] $C(b) = Y(1, b) / R(b)$

[0018]The data symbol after the 2nd symbol can be returned to the original value by applying the inverse function of the transfer function of distortion. If it is data after amending $X1(a, b)$, it can express like the following several 3 formulas.

[0019]

[Equation 3] $X1(a, b) = Y(a, b) / C(b)$

[0020]Each data symbol comprises 52 data. When the FFT conversion process of 64 points is performed, 64 careers exist. It is 52 careers which are used in it. A career number is expressed with 26, -25, -24, ..., -1, 0, +1, +2, +3, +25, and +26. The career of 0 is not used for a DC component. The pilot carrier is inserted in -21, -7, +7, and the +21st, for example.

[0021]This pilot carrier is used in order to mainly remove phase noise. The pilot carrier which is the known pattern which transmitted is expressed as $P(a, b)$ ($b = -21, -7, +7, +21$). If $CP(b)$ is made into the transfer function of the phase rotation by phase noise etc., it will become like the following several 4 formulas.

[0022]

[Equation 4] $X1(a, b) = CP(b) \cdot P(a, b)$

[0023]Therefore, $CP(b)$ becomes like the following several 5 formulas.

[0024]

[Equation 5] $CP(b) = X1(a, b) / P(a, b)$ ($b = -21, -7, +7, +21$)

[0025] $CP(b)$ corresponding to each subcarrier is calculated from these four $CP(b)$. And it asks for four angle of rotation of a pilot carrier. If $T(b)$ is made into angle of rotation corresponding

to the career b, it will become the following several 6 formulas.

[0026]

[Equation 6] $T(b) = \arctan(CP(b))$

[0027] When performing zero-order approximation, the value averaged by adding four angle of rotation and dividing by 4 is used. 2nd phase correction is performed using the value. A phase is amended by applying the following several 7 formulas to X1 (a, b).

[0028]

[Equation 7] $\cos(\{T(-21)+T(-7)+T(+7)+T(-21)\}/4) - j\sin(\{T(-21)+T(-7)+T(+7)+T(-21)\}/4)$

[0029] This correction value is not amended by the amplitude direction. That is, it is the signal which has signal strength as likelihood. A right signal can be acquired, if a signal is started in consideration of this signal strength when demapping.

[0030]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] In such a conventional communications system, only in the case of the phase rotation to which it originates in the phase noise of the analog circuit part which performs high frequency processing in zero-order approximation, since angle of rotation of all the careers is the same, it can amend almost correctly. However, the logging timing error of the data to an FFT section occurs according to the delta frequency of the digital clock of a transmitter-receiver. If the clock frequency error of a transmitter-receiver is about 1 ppm, this problem will pose a problem, when there is a gap of about 40 ppm, although it does not occur. When you needed high accuracy like [16QAM] 64QAM, there was inconvenience of becoming a serious problem.

[0031] The FFT timing error mentioned above becomes larger, as time passes. This influence changes with each careers. Since the influence of a career with higher frequency is higher, it is necessary to perform primary approximation.

[0032] For example, the career with which it was expressed by one sine wave in the OFDM communication system using FFT of 64 points, When career numbers are -1 and +1, the clock of a transmitter-receiver to 1 clock ***** case. As opposed to the ability of 360 degrees / 64 = 5.625 phase rotations to observe in the data after an FFT conversion process, the career which expresses with 26 sine waves, When career numbers are -1 and +1, it becomes 360 degree / 64 * 26 = 146.25 degree, and the degrees of phase rotation angle differ on each career. This angle of rotation will become a relation of a proportionality straight line, if a career is taken along a horizontal axis.

[0033] In order to perform primary approximation, it is possible to ask for the degree of phase rotation angle corresponding to the remaining careers using a least-squares method from the four degrees of phase rotation angle for which it asked from the pilot carrier. However, there are three problems shown below here.

[0034] The difference of the angle of each career spreads as time passes [1st] (i.e., as the number of symbols increases). When this difference exceeded 360 degrees, it becomes impossible to have managed the information on an angle, and there was inconvenience of it becoming impossible to ask for primary approximation.

[0035] In order to draw a straight line from four pilot carriers, when a specific pilot carrier was mistaken in the 2nd under the influence of phasing etc., it had inconvenience of becoming easy to transmit the influence to other careers.

[0036] When having asked the 3rd for primary approximation and noise rode on four pilot carriers, there was inconvenience that the influence could not be disregarded, either.

[0037] This invention is made in view of such the actual condition, and is a thing.

The purpose is to provide the receiving set and receiving method which can be prevented from influencing when asking for primary approximation, without being able to manage the angle information of each career and influencing other careers, when amending the phase rotation by the delta frequency of a digital clock.

[0038]

[Means for Solving the Problem]A receiving set and a receiving method of this invention carry out the following operations by the following means. As a means for solving the 1st problem that it becomes impossible to manage an angle when a difference of the angle increases, when performing primary approximation, since an error arises to FFT timing and influences of the error differ for every data corresponding to each subcarrier, Auxiliary amendment is further performed between amendment with a correction factor by a reference symbol which is the 1st amendment, and amendment with a correction factor by the 2nd pilot carrier. This auxiliary amendment uses the 2nd correction factor used as a symbol in front of one. After performing auxiliary amendment by performing this operation, an angle of each subcarrier will become minute and a difference of an angle will not be 360 degrees or more. When there is auxiliary amendment, the 2nd correction factor turns into a correction factor showing difference between symbols in front of one. A correction factor of auxiliary amendment accumulates this 2nd correction factor.

[0039]Since a means to calculate a correction factor to a phase shift produced between one symbols is used for calculating the 2nd correction factor as a means for solving the 2nd problem of influencing other careers, the degree of correction angle turning around a phase of each subcarrier becomes minute. Then, when an angle of a certain specific pilot carrier turns into 100 degrees by phasing, after restricting this to 25 etc. degrees etc., influence of phasing can be lessened by asking for a straight line with a least-squares method. Therefore, when becoming hard and angle restrictions of a pilot carrier realize a value of an arc tangent on a table, memory quantity of a table can be reduced.

[0040]As a means for solving the 3rd problem of influencing when asking for primary approximation, if it asks for a straight line with a least-squares method from four pilot carriers, it can express $y=ax+b$. Here, a is a slope of a line and angle of rotation [as opposed to $b/x/a$ section and / each career in a career number and y]. Here, about b , it changes with the noises of an RF section which is an analog circuit part at random for every symbol. However, it is an ingredient which changes with the clock frequency errors of a transmitter-receiver in proportion to time about a . Then, influence of noise can be reduced by performing a moving average to a time direction only about a .

[0041]

[Embodiment of the Invention]Below, an embodiment of the invention is described. In the equalizer for an OFDM transmission system the receiving set by this embodiment, When presuming angle of rotation of each career in 2 next correction using a pilot carrier after 1 next correction by a reference symbol, When the composition of the equalizer which uses primary approximation is shown, the primary approximation is performed and a pilot carrier is changed by phasing and noise, auxiliary amendment which makes the influence the minimum is performed.

[0042]Below, this embodiment is described. Drawing 5 is a block diagram showing the example of composition of the equalizer applied to the receiving set by this embodiment. The equalizer shown in drawing 5 is equivalent to the equalizer 11 in the receiver shown in drawing 2.

[0043]First, 1 next-correction block is explained. In drawing 5, 1 next-correction coefficient calculation part 53 which computes 1 next-correction coefficient first, and 1 next-correction coefficient memory 54 which saves 1 next-correction coefficient are formed after FFT section 10 shown in drawing 2. 1 next-correction coefficient calculation part 53 draws a correction factor from a reference symbol, and saves 1 next-correction coefficient at 1 next-correction coefficient memory 54. 1 next-correction execution part 51 reads 1 next-correction coefficient by a reference symbol from 1 next-correction coefficient memory 54, and performs 1 next correction. 1 next-correction coefficient calculation part 53 and the 1 next-correction coefficient memory 54 operate only to a reference symbol, and do not operate at the time of a data symbol.

[0044]Reference symbol R (b), and (b=-21, -7, +7, +21) are modulated by BPSK (Binary Phase Shift Keying), a real part has a value of 1 [**], and an imaginary part is 0. The reference symbol which received is **58 in an ideal state.

[0045]If the reference symbol which received is set to Y (1, b) (b=-21, -7, +7, +21), 1 next-correction coefficient C 1 (b) will be drawn by the following several 8 formulas. Here, * expresses complex multiplication.

[0046]

$$[Equation\ 8]C1(b)=Y(1,b)*R(b)$$

Since C1 (b) is an imaginary number, it can be expressed with several 9 formulas.

[0047]

[Equation 9]

$$C1(b)=C_re(b)+jC_im(b)$$

[0048]Next, 1 next-correction execution part 51 which performs 1 next correction using 1 next-correction coefficient is formed. 1 next-correction execution part 51 performs the operation of several 10 formulas to the received signal Y (a, b) (a>=2, the number of a:symbols, b=-21, -7, +7, +21, b: career number).

[0049]

$$[Equation\ 10]X1(a,b)=Y(a,b)*\{C1_re(b)-jC1_im(b)\}$$

[0050]The details of 1 next correction are explained using drawing 6 - drawing 9. First, calculation of 1 next-correction coefficient is explained. Drawing 6 is a figure showing the reference symbol in 1 next correction. As mentioned above, 1 next-correction coefficient is computed from a reference symbol. Reference symbol SC is expressed like several 11 formulas as data of 52 duties.

[0051]

$$[Equation\ 11]SC=\{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, \dots\}$$

[0052]Since it is transmitted by BPSK1/2 from the transmitting side, the reference symbol after an FFT conversion process serves as the constellation (Constellation) of 61 and signal arrangement of 62 shown in drawing 6 A as an ideal state which does not have all the errors in an FFT conversion process. If a certain error is added to this, it will become an example of the constellation of 63 and signal arrangement of 64 shown in drawing 6 B. As shown in drawing 6 B, the reference symbol comprises 52 data for 52 careers, but these 52 pieces receive disorder of the different rotation amplitude direction, respectively.

[0053]A signal which received x career of a reference symbol with a receiver now Sig_R (1, x), If a signal of x career of a reference symbol which transmitted a transfer function of an analog circuit part of a transmission line and a transmitter-receiver with Sig_Coef(x) and a transmitter is made into Sig_Ref(x) and * is made into complex multiplication, it will become like the following several 12 formulas.

[0054]

[Equation 12] $\text{Sig_R}(1, x) = \text{Sig_Coef}(x) * \text{Sig_Ref}(x)$

[0055] $\text{Sig_Ref}(x)$ is received by $\text{Sig_Coef}(x)$ as $\text{Sig_R}(1, x)$ in response to rotation of a phase, or change of amplitude. Therefore, $\text{Sig_Coef}(x)$ by rotation of a phase or change of amplitude is expressed with the following several 13 formulas.

[0056]

[Equation 13] $\text{Sig_Coef}(x) = \text{Sig_R}(1, x) / \text{Sig_Ref}(x)$

[0057] Since a sending signal can distort an input signal by transfer function $\text{Sig_Coef}(x)$, it can remove this distortion by carrying out the multiplication of the inverse filter ($1/\text{Sig_Coef}(x)$) of a transfer function. If the sending signal of the x -th career of z symbol eye which is the target of $\text{Sig_R}(z, x)$, and $\text{Sig_Coef}(x)$ and amendment with an equalizer of a transfer function about the input signal which was able to be distorted is made into $\text{Sig_T}(z, x)$, it can express with the following several 14 formulas.

[0058]

[Equation 14] $\text{Sig_R}(z, x) * (1/\text{Sig_Coef}(x)) = \text{Sig_T}(z, x)$

[0059] Next, execution of 1 next correction is explained. The absolute value which returns Sig_Comp , amplitude, and a phase for 1 next-correction performance data abs, The input signal of the reference symbol of $\text{pow}(x, y)$ and 2 symbol eye for the y -th power of x $\text{Sig_R}(2, x)$, What averaged the 2nd reference symbol for every x

$\text{Sig_Rmean1and2}(x) = \text{Sig_Coef}(x) * \text{Sig_Ref}(x)$, If conjugate of $\text{Sig_Rmean1and2}(x)$ is made into $\text{Sig_Rmean1and2}^*(x)$, 1 next correction will be performed by the operation of the following several 15 formulas.

[0060]

[Equation 15]

$\text{Sig_Comp} = \text{Sig_R}(z, x) / \text{Sig_Coef}(x)$

$= \text{Sig_R}(z, x) * \text{Sig_Ref}(x) / \text{Sig_Rmean1and2}(x)$

$= \text{Sig_R}(z, x) * \text{Sig_Rmean1and2}^*(x) * \text{Sig_Ref}(x) / \text{pow}(\text{abs}(\text{Sig_Rmean1and2}(x)), 2)$

[0061] Here, in several 15 formulas, it is not necessary to perform division process by taking into consideration in the case of demapping in the DMAP section without performing division process like several 16 formulas by changing into the form of a complex number and a complex number / real number, since division process is included.

[0062]

[Equation 16] $\text{Sig_Comp} = \text{Sig_R}(z, x) * \text{Sig_Rmean1and2}^*(x) * \text{Sig_Ref}(x)$

[0063] That is, with 1 next-correction coefficient, $**1$ of the reference symbol of x career corresponding to the conjugate of $\text{Sig_Rmean1and2}(x)$ is applied. It is execution of 1 next correction to carry out complex multiplication of it to $\text{Sig_R}(z, x)$.

[0064] Here, only the hand of cut of the phase is amended. ***** which performs division process here does not perform amendment of an amplitude direction in order to avoid the complexity of calculation. It is known that attaching by the square of received power is effective as for the likelihood which is needed by the judgment of the algorithm of Viterbi decoding at the time of demapping. Since the division process ($\text{pow}(\text{abs}(\text{Sig_Rmean1and2}(x)), 2)$) excluded by several 16 formulas is the power of an input signal, by taking into consideration at the time of demapping, it can give the likelihood of Viterbi decoding, and also can exclude division process.

[0065] Drawing 7 is a figure showing the state of the pilot carrier in 1 next correction. Drawing 7 is a figure showing the phase rotation of the pilot carrier by the clock error of transmission and

reception. The four pilot carriers 71, 72, 73, and 74 shown in drawing 7 A, By the phase rotation shown in drawing 7 B according to the clock error of transmission and reception, the pilot carrier 71-1 (the direction of +), It becomes like 71-2 (the direction of -), 71-3 (the direction of -), 72-1 (the direction of +), 72-2 (the direction of -), 72-3 (the direction of -), 73-1 (the direction of +), 73-2 (the direction of -), 73-3 (the direction of -), 74-1 (the direction of +), 74-2 (the direction of -), and 74-3 (the direction of -).

[0066]A rotation of each career is as follows. Now, suppose that accuracy of an oscillator (20 MHz) of a transmitter-receiver is 20 ppm. When it thinks with a transmitter-receiver, there may be a 40 ppm error. At this time, supposing reference symbols are 1 and 2 symbol eye, after those 60 symbols will serve as the following several 17 formulas.

[0067]

[Equation 17]

60symbol*72clk*=4320clk [0068]A clock will shift from 40 clock ***** to 1 million clocks in transmission and reception only the clock shown like the following several 18 formulas.

[0069]

[Equation 18]

4320/1000000*40=0.1728 [0070]These 0.1728 clocks produce the influence which it has on the constellation of a carrier symbol with the timing error to an FFT section. The FFT section is using what cuts down data 64 point. Since data is 52 symbols, the amount of eight pieces put in 0, and the IFFT conversion process is carried out. Here, its attention is paid to 52 of corresponding career number-26, -25, -24, ..., -2, -1, +1, +2, ..., +25, and 26 [+].

[0071]**2 considers it as the energy of the sine wave of two cycles by **1 considering it as the energy of the sine wave of one cycle, **26 considers it as the energy of the sine wave of 26 cycles, and the IFFT conversion process is carried out at the transmitting side.

[0072]Here, a career of 26 [**] will serve as the following several 19 formulas, if FFT timing shifts only 0.1728 clock.

[0073]

[Equation 19]

360/64*0.1728*26=**25 degree [0074]For example, the career of 10 [**] rotates only the angle shown by several 20 formulas. If the interval of a reference symbol is set to double 120, these values will also double.

[0075]

[Equation 20]

360/64*0.1728*10=**9.7 degree [0076]Drawing 8 is a figure showing the primary approximation straight lines of the phase rotation of each career in 1 next correction. In drawing 8, linear approximation for obtaining the primary approximation straight lines 81 expressed with $y=ax+b$ from four careers (-21, -7, +7, +21) is performed. It can ask for linear approximation with a least-squares method. In the parameter 2 to ask for, if sigma and U set a known signal and y with an input signal and h and noise are set like expression 21 formula, a least square solution will be given by several 22 formulas. T expresses the transposed matrix of U.

[0077]

[Equation 21]

$$\mathbf{y} = \mathbf{U} \mathbf{h} + \sigma$$

[0078]

[Equation 22]

$$h = (U^T U)^{-1} U^T y$$

When a model is set like the following several 23 formulas, a of h and b are expressed with several 24 formulas. These are expressed only with a constant.

[0079]

[Equation 23]

$$\begin{pmatrix} Y1 \\ Y2 \\ Y3 \\ Y4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X1 & 1 \\ X2 & 1 \\ X3 & 1 \\ X4 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \sigma 1 \\ \sigma 2 \\ \sigma 3 \\ \sigma 4 \end{pmatrix}$$

$y = U h + \sigma$

[0080]

[Equation 24]

$$\begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \left(\begin{pmatrix} X1 & X2 & X3 & X4 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X1 & 1 \\ X2 & 1 \\ X3 & 1 \\ X4 & 1 \end{pmatrix} \right)^{-1} \begin{pmatrix} X1 & X2 & X3 & X4 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Y1 \\ Y2 \\ Y3 \\ Y4 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} \overset{(a11)}{X1^2 + X2^2 + X3^2 + X4^2} & \overset{(a12)}{X1 + X2 + X3 + X4} \\ \underset{(a21)}{X1 + X2 + X3 + X4} & \underset{(a22)}{4} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \overset{(b1)}{X1Y1 + X2Y2 + X3Y3 + X4Y4} \\ \underset{(b2)}{Y1 + Y2 + Y3 + Y4} \end{pmatrix}$$

$$= \frac{1}{\underset{(d)}{a11 * a22 - a12 * a21}} \begin{pmatrix} a22 * b1 - a12 * b2 \\ -a21 * b1 + a11 * b2 \end{pmatrix}$$

Here, a pilot carrier will be set to -21, -7, +7, and +21 to X1=5, X2=19, X3=33, and X4=47 if each career number is -26 - +26 to 0-63. The following several 25 formulas come to show a11, a12, a21, a22, and d.

[0081]

[Equation

$$25] a11 = 5*5 + 19*19 + 33*33 + 47*47 = 3684 \quad a12 = 5 + 19 + 33 + 47 = 104 \quad a21 = a12 = 104 \quad a22 = 4 \quad d = a11 * a22 -$$

a12*a21=3920 [0082] Thereby, even if what kind of data received data are, it turns out that an inverse matrix exists. Therefore, slope-of-a-line a becomes like the following several 26 formulas.

[0083]

[Equation 26] $a = (a22 * b1 - a12 * b2) / 3920 = (-84 * y1 - 28 * y2 + 28 * y3 + 84 * y4) / 3920$ [0084] The division process of 3920 is substituted for the actual device by ten bit shifts noting that it is divided by 4096.

[0085] Although it may ask for the inclination b according to the formula of a least-squares method, about b, it is asking with the option by this embodiment. It can ask for the angle of each pilot carrier by the following several 27 formulas.

[0086]

[Equation 27]

$$Y1 = \arctan(\text{pilot}(-21))$$

$$Y2 = \arctan(\text{pilot}(-7))$$

$$Y3=\arctan(\text{pilot}(+7))$$

$$Y4=\arctan(\text{pilot}(+21))$$

[0087]Data of real part before changing into this angle, and an imaginary part is averaged between each pilot carrier, and what took that arc tangent is used as b, as shown in several 28 formulas.

[0088]

$$[\text{Equation 28}]b=\arctan(\{\text{pilot}(-21)+\text{pilot}(-7)+\text{pilot}(+7)+\text{pilot}(+21)\}/4)$$

[0089]Thus, it is because there is an advantage that many things of power which have large taking an average are reflected, and the small thing of power is seldom reflected.

[0090]Drawing 9 is a figure showing the average between the pilot carriers in 1 next correction. In drawing 9, when the angle of the pilot carrier 91 and the pilot carrier 92 is added and it divides by 2, it turns out that an average of 93 is dragged in the direction of the large pilot carrier 91 of power. That is, unreliable data becomes a tendency which is not used.

[0091]The Reason for not having taken power into consideration about the inclination a is as follows. In order to ask for inclination and a section in consideration of power, there is a method of a least-squares method with dignity. As mentioned above, when the valuation function J is set with several 29 to several 21 formulas, W is a weight function and it is a diagonal matrix which becomes a ratio of power of each received data here.

[0092]

[Equation 29]

$$J=(y-Uh)^T W(y-Uh)$$

[0093]

[Equation 30]

$$h=(U^T W U)^{-1} U^T W y$$

Although shown by several 30 formulas, since this solution may have fallen when this procession does not always become regular and there is no inverse matrix, since W determined by the ratio of the power of each input data is contained in calculation of an inverse matrix, it was not used by this embodiment.

[0094]Next, 2 next-correction block is explained. In drawing 5, 2 next-correction coefficient calculation part 55 is formed. 2 next-correction coefficient calculation part 55 asks for the angle of the pilot carrier of the data symbol of 1 next correction and X2 (a, b) data by which auxiliary amendment was carried out. Four pilot carriers are contained in one data symbol. It asks for four angles which use an arc tangent function and show the angle of these four pilot carriers in the following several 31 formulas. This pilot carrier is divided into the real part and the imaginary part.

[0095]

[Equation 31]

$$Q(0)=\arctan(X2(a,-21))$$

$$Q(1)=\arctan(X2(a,-7))$$

$$Q(2)=\arctan(X2(a,+7))$$

$$Q(4)=\arctan(X2(a,+21))$$

[0096]Next, it approximates linearly with a least-squares method from four angles for which it asked. Here, when there are +25 or more things in four angles, restriction is applied to +25 degrees. On the contrary, when there is -25 or less thing, restriction is applied to -25 degree.

Thus, by imposing restriction on the angle of a pilot carrier, the influence of the pilot carrier which became an unusual value under the influence of phasing etc. can be eliminated.

[0097]Next, it asks for a straight line from the four angles using a least-squares method.

Specifically, it asks for a slope of a line and a section.

[0098]The time method is averaged to inclination. It equalizes by adding inclination for front 7 symbols, and this inclination, and dividing by 8.

[0099]And if it asks for a slope of a line and a section, it will ask for angle of rotation of other careers (inside [of -26, -25, -24...+25, and 26 / +], and -21, -7, 0, +7, thing except +21) using them.

[0100]2 next-correction coefficient is calculated using a sign function and a cosine function from angle of rotation of each career. If angle of rotation of each career is set to Q (b), 2 next-correction coefficient C 3 (b) will become like the following several 32 formulas.

[0101]

[Equation 32] $C3_re(b)=\cos(Q(b))$

$C3_im(b)=-1*\sin(Q(b))$

[0102]2 next-correction coefficient C 3 (b) is saved at 2 next-correction coefficient memory 59.

2 next-correction execution part 58 reads 2 next-correction coefficient from 2 next-correction coefficient memory 59, calculates the following several 33 formulas using 2 next-correction coefficient, and performs 2 next correction. The result of an operation of 2 next-correction execution part 58 is supplied to the DMAP section 12 shown in drawing 2.

[0103]

[Equation 33]

$X3(a,b)=X2(a,b)*C3(b)$

[0104]Next, in drawing 5, the auxiliary assistant coefficient calculation part 56 and the auxiliary correction coefficient memory 57 are formed after 2 next-correction coefficient calculation part. By compounding 2 next-correction coefficient C 3 and the auxiliary correction factor C2 like the following several 34 formulas, the auxiliary assistant coefficient calculation part 56 calculates the next auxiliary correction factor C2.

[0105]

[Equation 34] $C2=C2*C3$

[0106]The auxiliary correction coefficient memory 57 saves the next auxiliary correction factor C2. The auxiliary amendment execution part 52 reads the next auxiliary correction factor C2 from the auxiliary correction coefficient memory 57, and performs next auxiliary amendment.

[0107]The details of 2 next correction are explained using drawing 10 - drawing 14. It is explained that 2 next correction performs auxiliary amendment. 2 next correction is amendment performed using the pilot carrier contained in each data symbol which changes for every data. The pilot carrier is arranged at -21, -7, +7, and the 21st [+] career.

[0108]There are two Reasons which need 2 next correction. The 1st Reason is for all the careers to amend distortion in which only a definite angle carries out phase rotation by the phase noise of the analog circuit part of an RF section. The 2nd Reason is for each career to amend distortion only turning around an angle peculiar to the career according to an about 40 ppm clock error on the both sides of a transmitter-receiver.

[0109]Drawing 10 is a figure showing the state where it rotated as all the careers in 2 next correction were the same. All the careers shown in drawing 10 B rotate 10 degrees by phase noise, and the four pilot carriers 101, 102, 103, and 104 shown in drawing 10 A become like pilot carrier 101-1,102-1,103-1,104-1. The four pilot carriers 101, 102, 103, and 104 shown in

drawing 10 A show a constellation by QPSK.

[0110]Rotation of a pilot carrier by phase noise serves as a constellation as shown in drawing 10, in order to rotate as all the pilot carriers are the same.

[0111]Drawing 11 is a figure showing a state where phase rotation of all the careers in 2 next correction is constant. In drawing 11, the average straight line 111 of a definite angle can be obtained by zero-order approximation by taking an average of a career (-21, -7, +7, and the +21st) of four points among 52 careers of -26 - -1, and +1-26 [+]. Here, the 0th career used as a DC component is not used. A low-frequency component, -26, and +26 are high frequency components -1 and +1, and minus is an ingredient of complex multiplication.

[0112]Next, derivation of 2 next-correction coefficient is explained. Rotation by phase noise and phase rotation by a transmission and reception clock are among data by which 1 next correction was carried out. These are amended using a pilot carrier.

[0113]Drawing 12 is a figure showing a phase rotation state of a pilot carrier in 2 next correction. First, an angle of a pilot carrier is extracted. Since a pilot carrier is modulated by BPSK 1/2 method, an ideal state comes to show a constellation of the pilot carriers 121 and 122 to the following drawing 12 A. Phase noise and a transmission and reception clock error are added to this, and it becomes a constellation of the pilot carriers 123 and 124 by phase rotation shown in drawing 12 B.

[0114]A pilot carrier is known beforehand and saves the data with a receiver in a form of 1 [**]. The pilot carrier-1 shown in drawing 12 A is made 121 to correspond, and +1 is made to correspond to the pilot carrier 122 here.

[0115]Drawing 13 is a figure showing pretreatment of a pilot carrier in 2 next correction. In drawing 13, if -1 is applied to the pilot carrier 123 shown in drawing 12 B as the pretreatment 132, it can be considered as the pilot carrier 131 after processing, and can regard as the same angle of rotation as the pilot carrier 124 shown in drawing 12 B. An arc tangent as shown below about a pilot carrier which performed such pretreatment is taken.

[0116]Drawing 14 is a figure showing a straight line which shows phase rotation of each career in 2 next correction. In drawing 14, the phase rotation Y1 corresponding to -21, -7, +7, X1 of the 21st [+] career of four points, X2, X3, and X4, Y2, Y3, and Y4 are obtained by taking an arc tangent. Thereby, primary approximation can be performed and straight-line $Y=aX+b$ shown by 141 can be obtained.

[0117]If an angle of each career is called for using straight-line $Y=aX+b$ calculated above, as shown in several 35 formulas, sincos will be used and it will return to space expressed with the original real axis I and the imaginary axis Q.

[0118]

[Equation 35] $\text{Sig_Coef2_real}(x)=511*\cos(y(x))$

$\text{Sig_Coef2_imag}(x)=-1*511*\sin(y(x))$

[0119]Here, 511 assumes an unit circle. It means amending only phase rotation by carrying out 9 bit shifts, after carrying out [this] 2 next correction, applying it. -1 has started only a correction factor of an imaginary part, in order that a hand of cut may be returned for reverse and it may amend it. Execution of 2 next correction is performed by the following several 36 formulas.

[0120]

[Equation 36] $\text{Sig_Comp2}=\text{Sig_Coef2}*\text{Sig_Comp}$ [0121]Next, an auxiliary amendment block is explained. The auxiliary amendment execution part 52 is formed in drawing 5. The initial value of an auxiliary correction factor is the real part 511, and imaginary part is 0. If an auxiliary correction factor is set to C2 (b), the operation of the following several 37 formulas will be

performed by an auxiliary amendment execution part.

[0122]

[Equation 37] $X2(a,b)=X1(a,b)*\{C2_re(b)+jC2_im(b)\}$

[0123]The details of auxiliary amendment are explained using [drawing 15](#) - [drawing 19](#). As mentioned above, when calculating 2 next-correction coefficient, it asks for the inclination a and the section b of straight-line $Y=aX+b$ in which the phase rotation of each career is shown. This inclination a is mainly based on the clock error of a transmitter-receiver, and twists the section b by phase noise.

[0124]since the inclination a is what is depended on a clock error -- a monotone increase -- or it is thought that monotone decreasing is carried out. Therefore, it inclines gradually, an absolute value of a becomes large, and it becomes impossible to compute an angle well by an arc tangent.

[0125]Then, in order to store within the limits of a manageable angle, as shown in several 38 formulas, the last value that carried out 2 next correction is performed as auxiliary amendment by carrying out complex multiplication to the last auxiliary correction value after 1 next correction of a next symbol. If it does so, what is necessary will be just to consider a clock error between transmitter-receivers in 72clk which is the time of data of one symbol, and this value will turn into a small value. After 1 next correction of the following symbol, correction value which added the 1st time and the 2nd 2 next correction is used as auxiliary correction value.

[0126]

[Equation 38] Auxiliary correction value (i)= normalization (auxiliary correction value (i-1) *2 next-correction value (i-1))

[0127]In several 38 formulas, a real part is [511 and the imaginary part of the initial value of auxiliary correction value] 0, normalization is normalization to the vector of the absolute value 511, and auxiliary correction value is addition of all the 2 next-correction values.

[0128]2 next-correction value amends the clock error and phase noise between one symbols. Since auxiliary amendment is the absolute value 511, after it applies an auxiliary correction factor to the data by which 1 next correction was carried out, it performs nine bit shifts.

[0129]Next, change of 2 next-correction coefficient derivation by having introduced auxiliary amendment is explained. [Drawing 15](#) is a figure showing attenuation of a pilot carrier in auxiliary amendment. In [drawing 15](#), when a pilot carrier is the attenuation pilot carrier 151 by depression of power by phasing, the pilot carrier will rotate 180 degrees simply.

[0130][Drawing 16](#) is a figure showing rewriting processing of a pilot carrier in auxiliary amendment. Since phase rotation is lost only difference with last time by having introduced auxiliary amendment, angle of rotation of a pilot carrier is restricted to rotation by a clock error for one symbol, and a thing to depend on phase noise.

[0131]In [drawing 16](#), angle of rotation of the pilot carriers 165, 166, 167, and 168 after auxiliary amendment goes into the range of about +23 to -23 degrees. However, the pilot carriers 161 and 163 which were in an error condition clearly by phasing do not go into the range of +23 to -23 degrees. Then, compulsorily, the pilot carrier 161 is used as the pilot carrier 162 by the rewriting processing 169 so that it may go into the range of +23 to -23 degrees, After rewriting a value of a pilot carrier so that the pilot carrier 163 may be used as the pilot carrier 164 by the rewriting processing 170, it is made to start processing which asks for an angle by an arc tangent.

[0132]Thereby, also in the bottom of phasing environment, an estimated error by an error condition of a pilot carrier can be lessened. Since it will become enough as a table where a value of an arc tangent is saved since it stops using an arc tangent function only in +23 to -23 degrees if it has data of the range of +23 to -23 degrees, memory space and hardwares are reducible.

[0133]As mentioned above, the inclination a of straight-line $Y=aX+b$ which shows phase rotation of each carrier for which it asks in process of auxiliary correction factor derivation is mainly based on a clock error of a transmitter-receiver. Therefore, although a clock error has the solid difference of each transmitter of air temperature difference at that time, a transmitter, and a receiver, although it has some jitter, if it sees in short time, it will become fixed.

[0134]therefore, the inclination a of straight-line $Y=aX+b$ -- a monotone increase -- or monotone decreasing is carried out. However, in order to incline from received data in which noise etc. are included and to presume a , a value of the inclination a varies.

[0135]Drawing 17 is a figure showing average processing of inclination for past 8 symbol in auxiliary amendment. In drawing 17, it can be expected by taking an average of the inclination a for eight past symbols that noise can be removed by asking for the inclination 171 of an ideal in case there is no noise.

[0136]Drawing 18 is a figure showing inclination and accumulation in auxiliary amendment. In drawing 18, it turns out that the thick line 182 which shows inclination at the time of introducing auxiliary amendment becomes the same as a motion of the small-gage wire 181 in which accumulation is shown.

[0137]Drawing 19 is a figure showing inclination for equalizing processing in auxiliary amendment. It is as follows, when equalizing processing is performed under auxiliary amendment introduction after taking having mentioned above into consideration. In drawing 19, the amended actual inclination B is the actually determined inclination, after performing average operation. It is the acquired inclination which inclined and acquired A using a least-squares method. The accumulated R of inclination adds accumulation and acquired inclination in a time of actual inclination of the past, and this value becomes a size of inclination when auxiliary amendment is not performed. Then, as shown in several 39 formulas, an average of inclination for front 8 symbols when auxiliary amendment is not performed is taken, and it becomes inclination when a difference of the value and the last average uses auxiliary amendment.

[0138]

[Equation 39]
$$B_9 = (R_0 + R_1 + \dots + R_7) / 8 - (R_1 + R_2 + \dots + R_8) / 8 = (R_0 - R_8) / 8$$
 [0139]In this embodiment mentioned above, although the example in RF1394 which specifies a wireless network was shown, it may apply not only to this but to other IEEE802.11b.

[0140]

[Effect of the Invention]The effect that deterioration of the communication quality by the phase rotation of a pilot carrier can be prevented is done so.

[0141]In ***, the receiving set of this invention the auxiliary amendment execution part of the above-mentioned equalization means, Amend rotation of the phase produced in time of one symbol of 2 next correction, and by within a time [of the one above-mentioned symbol]. Since angle restrictions are provided when it rotates more than a definite angle with the above-mentioned pilot carrier, Even if it changes a pilot carrier by phasing and noise, the influence can be stopped to the minimum, the pilot carrier of an unusual value can be eliminated, and the effect that it can prevent the value of 2 next-correction coefficient emitting is done so.

[0142]The effect that a noise component is removable is done so.

[0143]The effect that deterioration of the communication quality by the phase rotation of a pilot carrier can be prevented is done so.

[0144]In ***, the receiving method of this invention the auxiliary amendment execution step of the above-mentioned equalization step, Amend rotation of the phase produced in time of one symbol of 2 next correction, and by within a time [of the one above-mentioned symbol]. Since

angle restrictions are provided when it rotates more than a definite angle with the above-mentioned pilot carrier, Even if it changes a pilot carrier by phasing and noise, the influence can be stopped to the minimum, the pilot carrier of an unusual value can be eliminated, and the effect that it can prevent the value of 2 next-correction coefficient emitting is done so.

[0145]The effect that a noise component is removable is done so by performing equalizing processing.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1]It is a figure showing the transmitter of an OFDM communication system.

[Drawing 2]It is a figure showing the receiver of an OFDM communication system.

[Drawing 3]It is a figure showing a data format.

[Drawing 4]It is a figure showing an user datum.

[Drawing 5]It is a block diagram showing the composition of the equalizer applied to this embodiment.

[Drawing 6]It is a figure showing the reference symbol in 1 next correction, and drawing 6 A is an ideal state and it is drawing 6 B at the error generation time.

[Drawing 7]It is a figure showing the state of the pilot carrier in 1 next correction, and drawing 7 A is a normal phase and it is drawing 7 B at the phase rotation time.

[Drawing 8]It is a figure showing the primary approximation straight lines of the phase rotation of each career in 1 next correction.

[Drawing 9]It is a figure showing the average between the pilot carriers in 1 next correction.

[Drawing 10]It is a figure showing the state where it rotated as all the careers in 2 next correction were the same, and is a case where the normal phase rotated drawing 10 A and all the careers rotate drawing 10 B about 10 degrees.

[Drawing 11]The phase rotation of all the careers in 2 next correction is a figure showing a fixed state.

[Drawing 12]It is a figure showing the phase rotation state of the pilot carrier in 2 next correction, and drawing 12 A is a normal phase and it is drawing 12 B at the phase rotation time.

[Drawing 13]It is a figure showing pretreatment of the pilot carrier in 2 next correction.

[Drawing 14]It is a figure showing the straight line which shows the phase rotation of each career in 2 next correction.

[Drawing 15]It is a figure showing attenuation of the pilot carrier in auxiliary amendment.

[Drawing 16]It is a figure showing rewriting processing of the pilot carrier in auxiliary amendment.

[Drawing 17]It is a figure showing the average processing of inclination of past 8 symbol in auxiliary amendment.

[Drawing 18]It is a figure showing the inclination and accumulation in auxiliary amendment.

[Drawing 19]It is a figure showing the inclination for the equalizing processing in auxiliary amendment.

[Description of Notations]

1 [... GI section,] ... The FEC Code section, 2 ... The MAP section, 3 ... An IFFT part, 4 5 [... GI remove section,] ... An RF section, 6 ... An antenna, 7 ... An antenna, 8 10 [... FEC decode section,] ... An FFT section, 11 ... An equalizer, 12 ... The DMAP section, 13 31 ... A reference symbol, 31-2 - 31-n ... User datum, 41 -- A data carrier, 42 ... A pilot carrier, 51 ... 1

next-correction execution part, 52 [.... 2 next-correction coefficient calculation part, 56 / An auxiliary correction factor calculation section, 57 / An auxiliary correction coefficient memory, 58 / 2 next-correction execution part, 59 / 2 next-correction coefficient memory,]
.... An auxiliary amendment execution part, 53 1 next-correction coefficient calculation part, 54 1 next-correction coefficient memory, 55

[Translation done.]

(51)Int.Cl.⁷ 識別記号 F I テーグメント^{*}(参考)
H 0 4 J 11/00 H 0 4 J 11/00 Z 5 K 0 2 2
H 0 4 L 7/00 H 0 4 L 7/00 F 5 K 0 4 7

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 15 頁)

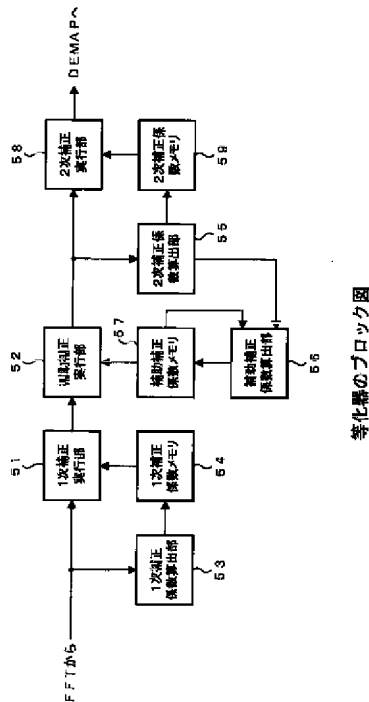
(21)出願番号	特願2001-119819(P2001-119819)	(71)出願人	000002185 ソニー株式会社 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番35号
(22)出願日	平成13年 4 月18日(2001. 4. 18)	(72)発明者	高野 裕昭 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番35号 ソニ ー株式会社内
		(74)代理人	100080883 弁理士 松隈 秀盛 Fターム(参考) 5K022 DD01 DD33 DD34 DD42 5K047 AA03 BB01 CC01 EE02 HH03 MM13 MM24

(54)【発明の名称】 受信装置及び受信方法

(57)【要約】

【課題】 送受信機のクロック誤差による位相回転を補正する際に、1次近似を求める処理に影響しないようにできる受信装置及び受信方法を提供する。

【解決手段】 受信装置は、等化器は、リファレンスシンボルによる1次補正実行部51と、パイロットキャリアによる2次補正実行部58と、1次補正実行部51と2次補正実行部58との間に、2次補正で位相を回転した分の補正係数を補助補正係数メモリ57に保存し、次の補正時に1次補正を行った後、2次補正を行う前に補助補正係数による補助補正を実行する補助補正実行部52とを備え、前回との差分しかパイロットキャリアの位相回転が無くなるため、2次補正では、この1シンボルの時間により生じた回転分だけを補正して、2次補正で保持する角度の増大を防ぎ、通信品質の低下を防止することができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 データシンボル挿入領域に複数のBPSK変調によるリファレンスシンボルが挿入された信号を、複数の搬送波を使用して直交周波数分割多重方式により変調して無線伝送された変調信号を受信して復調する受信装置において、
復調された上記データシンボルの振幅および位相を補正するための等化手段は、

上記リファレンスシンボルによる1次補正実行部と、
1次補正の後であって、全てのデータシンボルに含まれているパイロットキャリアによる2次補正実行部と、
上記1次補正実行部と上記2次補正実行部との間に、2次補正を行った後、上記2次補正で位相を回転した分の補正係数を補助補正係数メモリに保存し、次の補正時に1次補正を行った後、2次補正を行う前に補助補正係数による補助補正を実行する補助補正実行部とを備えたことを特徴とする受信装置。

【請求項2】 請求項1記載の受信装置において、
上記等化手段の補助補正実行部は、2次補正の1シンボルの時間で生じた位相の回転を補正するものであって、
上記1シンボルの時間内で、上記パイロットキャリアがある一定角度以上に回転したときに、角度制限を設けることを特徴とする受信装置。

【請求項3】 データシンボル挿入領域に複数のBPSK変調によるリファレンスシンボルが挿入された信号を、複数の搬送波を使用して直交周波数分割多重方式により変調して無線伝送された変調信号を受信して復調する受信装置において、

上記データシンボルの振幅および位相を補正するための等化手段は、

上記リファレンスシンボルによる1次補正実行部と、
1次補正の後であって、全てのデータシンボルに含まれているパイロットキャリアによる2次補正実行部と、
上記1次補正実行部と上記2次補正実行部との間に、2次補正を行った後、上記2次補正で位相を回転した分の補正係数を補助補正係数メモリに保存し、次の補正時に1次補正を行った後、2次補正を行う前に補助補正係数による補助補正を実行する補助補正実行部とを備え上記補助補正実行部は、上記パイロットキャリアの位相回転角度から近似直線を求め、上記近似直線の傾きを所定データシンボル時間で平均化処理することを特徴とする受信装置。

【請求項4】 データシンボル挿入領域に複数のBPSK変調によるリファレンスシンボルが挿入された信号を、複数の搬送波を使用して直交周波数分割多重方式により変調して無線伝送された変調信号を受信して復調する受信方法において、

復調された上記データシンボルの振幅および位相を補正するための等化ステップは、

上記リファレンスシンボルによる1次補正実行ステップ

と、

1次補正の後であって、全てのデータシンボルに含まれているパイロットキャリアによる2次補正実行ステップと、

上記1次補正実行ステップと上記2次補正実行ステップとの間に、2次補正を行った後、上記2次補正で位相を回転した分の補正係数を補助補正係数メモリに保存し、次の補正時に1次補正を行った後、2次補正を行う前に補助補正係数を用いた補助補正を実行する補助補正実行ステップとを備えたことを特徴とする受信方法。

【請求項5】 請求項4記載の受信方法において、
上記等化ステップの補助補正実行ステップは、2次補正の1シンボルの時間で生じた位相の回転を補正するものであって、上記1シンボルの時間内で、上記パイロットキャリアがある一定角度以上に回転したときに、角度制限を設けることを特徴とする受信方法。

【請求項6】 データシンボル挿入領域に複数のBPSK変調によるリファレンスシンボルが挿入された信号を、複数の搬送波を使用して直交周波数分割多重方式により変調して無線伝送された変調信号を受信して復調する受信方法において、

上記データシンボルの振幅および位相を補正するための等化ステップは、

上記リファレンスシンボルによる1次補正実行ステップと、

1次補正の後であって、全てのデータシンボルに含まれているパイロットキャリアによる2次補正実行ステップと、

上記1次補正実行ステップと上記2次補正実行ステップとの間に、2次補正を行った後、上記2次補正で位相を回転した分の補正係数を補助補正係数メモリに保存し、次の補正時に1次補正を行った後、2次補正を行う前に補助補正係数を用いた補助補正を実行する補助補正実行ステップとを備え上記補助補正実行ステップは、上記パイロットキャリアの位相回転角度から近似直線を求め、上記近似直線の傾きを所定データシンボル時間で平均化処理することを特徴とする受信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex: 直交周波数分割多重) 方式により伝送された情報を受信する受信装置及び受信方法に関する。

【0002】

【従来の技術】無線通信により、高速な画像伝送を実現するための変調方式として、OFDM変調方式が知られている。OFDM変調方式は、マルチキャリア変調方式で、数十から数百、または、システムによっては、数千の直交した搬送波周波数を持つデジタル変調波を多重し

た信号を送信する方式である。

【0003】この変調方式は周波数選択性フェージングに強く、マルチキャリアを作成するためにDFT (Discrete Fourier Transform: 離散フーリエ変換) または、その高速演算が可能なFFT (Fast Fourier Transform: 高速フーリエ変換) が使用されるという特徴を持つ。

【0004】OFDM変調方式に、16QAM (Quadrature Amplitude Modulation (Amplitude and Phase Shift Keying)) 等の多値変調を組み合わせる場合には同期検波で実現する必要がある。

【0005】また、振幅に情報を載せる16QAM等の多値変調方式では、受信装置では位相と振幅の補正を各キャリア毎に行う必要があり、このための等化器が必要となる。等化器は、送信した信号がフェージング等の伝送路の影響により振幅の変化や位相の回転等の歪みを受けた場合に、それを元の状態に戻す処理を施すための装置である。

【0006】等化器の原理としては、伝送路の伝達関数を推定し、その逆フィルタを受信信号にかけることにより伝送路の歪みをキャンセルすることにより実現する。OFDM変調方式による無線通信システムにおいては、FFT変換処理後において周波数軸上としてのデータを持つことができるため、OFDM変調方式のための等化器は、FFT変換処理後に配置される場合が多い。

【0007】図1は、一般的なOFDM通信システムの送信機である。FEC部1で畳み込み符号化等の符号化を行った後に、MAP部2で16QAM等のマッピングを行い、IFFT (Inverse FFT) 部3で逆FFT演算を行う。

【0008】逆FFT演算の後にGI部4でガードインターバルの挿入を行い、RF部5で高周波処理のアナログ回路部を通り、アンテナ6で伝送路である空間に電波が送り出される。

【0009】図2は、一般的なOFDM通信システムの受信機である。アンテナ7で受信した信号は、RF部8で高周波処理のアナログ回路部を通り、パケット同期等の同期回路で同期をとり、GI remove部9でFFT演算への入力データの切り出しを行う。

【0010】FFT部10でFFT演算を行った周波数軸上に戻されたデータは、等化器11で信号の振幅や位相を補正される。従って、等化器11は受信機側のFFT変換処理の後に配置する。等化器11は、送信機側から予め既知である信号、リファレンスシンボルおよびパイロットキャリアを使用して伝送路の状態を推定する。

【0011】図3および図4はパケットのデータフォーマットおよびユーザデータを示す図である。ここで、シンボルとは、FFT変換処理において64ポイントのデ

ータの切り出しを行う場合に、その64ポイントの内の52ポイントを使用してデータを送る場合について説明する。この52個のデータをシンボルという。図3に示すリファレンスシンボル31は、既知のパターンのOFDM信号である。図3に示すユーザデータ31-2、31-3・・・31-nのデータシンボルは、図4に示す48個のデータキャリア41と4個のパイロットキャリア42とで構成される。

【0012】FFT変換処理の出力は、52キャリア分の52個のデータである。このデータは、マルチパス等の伝送路の影響、送受信機の周波数誤差、FFT変換処理タイミングの誤差となる送受信機のデジタルクロックの周波数誤差等の影響により、振幅と位相が歪んでいる。

【0013】既知パターンで変調されたリファレンスシンボルを用いて第1回目の振幅補正および位相補正を行う。この第1回目の振幅補正および位相補正の補正係数は、同一パケット内で共通に使用される。各データシンボルには、パイロットキャリアが含まれている。このパイロットキャリアを用いて、同一パケット内で時間的に変化する要因による歪みを除去する。これが、第2回目の位相補正である。

【0014】以下に、この第1回目の振幅補正および位相補正、第2回目の位相補正の補正方法を説明する。最初に、第1回目の振幅補正および位相補正を行う。Y(a, b)をaシンボル目のb番目のキャリアの受信信号とする。R(b)をリファレンスシンボルのb番目のキャリアのデータとする。C(b)をb番目のキャリアに対する伝送路の伝達関数とする。その場合に、既知パターンR(b)は、伝送路等の歪みを受けて、受信信号Y(a, b)となるため、以下の数1式のように表すことができる。なお、Y(a, b)、R(b)およびC(b)は、複素数である。

【0015】

$$\text{【数1】 } Y(1, b) = C(b) \cdot R(b)$$

【0016】ここで、Y(1, b)は1シンボル目であるリファレンスシンボルの受信信号を表す。従って、伝送路等の歪みとなる伝達関数は以下の数2式となる。

【0017】

$$\text{【数2】 } C(b) = Y(1, b) / R(b)$$

【0018】第2シンボル以降のデータシンボルは、歪みの伝達関数の逆関数をかけることにより、元の値に戻すことができる。X1(a, b)を補正後のデータとすると、以下の数3式のように表すことができる。

【0019】

$$\text{【数3】 } X1(a, b) = Y(a, b) / C(b)$$

【0020】各データシンボルは、52個のデータから構成されている。64ポイントのFFT変換処理を行った場合は、キャリアが64本存在する。その中で使用するのは、52本のキャリアである。キャリア番号を、2

6, -25, -24, ..., -1, 0, +1, +2, +3, +25, +26で表す。0のキャリアはDC成分のため使用しない。パイロットキャリアは、例えば、-21, -7, +7, +21番目に挿入されている。

【0021】このパイロットキャリアは、主に位相雑音を除去するために使用される。送信した既知パターンであるパイロットキャリアを $P(a, b)$ ($b = -21, -7, +7, +21$)と表す。 $CP(b)$ を位相雑音等による位相回転の伝達関数とすると、以下の数4式のようになる。

【0022】

【数4】 $X1(a, b) = CP(b) \cdot P(a, b)$

【0023】従って、 $CP(b)$ は、以下の数5式のようになる。

【0024】

【数5】 $CP(b) = X1(a, b) / P(a, b)$
($b = -21, -7, +7, +21$)

【0025】これら、4つの $CP(b)$ から各サブキャリアに対応する $CP(b)$ を求める。そして、パイロットキャリアの4つの回転角度を求める。 $T(b)$ をキャリア b に対応する回転角度とすると、以下の数6式となる。

【0026】

【数6】 $T(b) = \arctan(CP(b))$

【0027】0次近似を行う場合は、4つの回転角度を足して4で割ることにより平均した値を使用する。その値を用いて、第2回目の位相補正を行う。以下の数7式を $X1(a, b)$ にかけること、位相が補正される。

【0028】

【数7】 $\cos(\{ T(-21) + T(-7) + T(+7) + T(-21) \} / 4) - j \sin(\{ T(-21) + T(-7) + T(+7) + T(-21) \} / 4)$

【0029】この補正值は、振幅方向には、補正されていない。つまり、信号強度を尤度として持っている信号である。デマッピングを行うときにこの信号強度を考慮して信号を切り出せば正しい信号を得ることができる。

【0030】

【発明が解決しようとする課題】このような従来の通信システムにおいては、0次近似の場合は、高周波処理を行うアナログ回路部の位相雑音に起因する位相回転のみの場合は、全てのキャリアの回転角度が同一なため、ほぼ正確に補正することができる。しかし、FFT部へのデータの切り出しタイミング誤差は、送受信機のデジタルクロックの周波数差により起きる。送受信機のクロック周波数誤差が1ppm程度であれば、この問題は起きないが、40ppm程度のずれがある場合は、問題となる。また、16QAMよりも64QAMのように高い精度を必要とする場合には、深刻な問題となるという不都合があった。

【0031】上述したFFTタイミング誤差は、時間が

経てば経つ程大きくなる。この影響は、各キャリアによって異なる。周波数の高いキャリアほどその影響が高いため、1次近似を行う必要がある。

【0032】例えば、64ポイントのFFTを用いたOFDM通信システムにおいて、1本の正弦波で表されたキャリアは、キャリア番号が-1と+1の場合、送受信機のクロックが1クロックずれた場合には、 $360^\circ / 64 = 5.625^\circ$ の位相回転がFFT変換処理後のデータにおいて観測することができるのに対して、例えば、26個の正弦波で表すキャリアは、キャリア番号が-1と+1の場合、 $360^\circ / 64 * 26 = 146.25^\circ$ となり、各キャリアで位相回転角度が異なる。また、この回転角は、キャリアを横軸にとると比例直線の関係になる。

【0033】1次近似を行うには、パイロットキャリアから求めた4つの位相回転角度から最小2乗法を使って残りのキャリアに対応した位相回転角度を求めることが考えられる。しかし、ここで以下に示す3つの問題点がある。

【0034】第1に、時間が経過するに従って、つまりシンボル数が増加するに従って各キャリアの角度の差が広がっていく。この差が 360° を超えると、角度の情報を管理することができなくなり、1次近似を求めることができなくなるという不都合があった。

【0035】第2に、4つのパイロットキャリアから直線を導き出すために、フェージング等の影響により特定のパイロットキャリアが誤った時にその影響が他のキャリアに伝達しやすくなるという不都合があった。

【0036】第3に、1次近似を求める際に4つのパイロットキャリアに雑音に乗った場合に、その影響も無視することができないという不都合があった。

【0037】本発明は、このような実情を鑑みてなされたものであり、送受信機のデジタルクロックの周波数差による位相回転を補正する際に、各キャリアの角度情報を管理でき、他のキャリアに影響することなく、1次近似を求める際に影響しないようにすることができる受信装置及び受信方法を提供することを目的とする。

【0038】

【課題を解決するための手段】本発明の受信装置および受信方法は、以下の手段により以下の作用をする。FFTタイミングに誤差が生じ、その誤差の影響が各サブキャリアに対応するデータ毎に異なるため1次近似を行う際に、その角度の差が増大したときに角度が管理できなくなる第1の問題点を解決するための手段として、第1回目の補正であるリファレンスシンボルによる補正係数での補正と、第2回目のパイロットキャリアによる補正係数での補正の間に、さらに、補助補正を行う。この補助補正は、1つ前のシンボルで使用した第2回目の補正係数を使用する。この操作を行うことにより、補助補正を行った後は、各サブキャリアの角度は微小になり、角

度の差が360度以上になることがない。補助補正がある場合は、第2回目の補正係数は、1つ前のシンボルとの間の差分を表す補正係数となる。補助補正の補正係数は、この第2回目の補正係数を累積したものである。

【0039】また、他のキャリアに影響する第2の問題点を解決するための手段として、第2回目の補正係数を求めるのは、1シンボルの間で生じた位相のずれに対する補正係数を求める手段を用いているため、各サブキャリアの位相を回転する補正角度は微小となる。そこで、フェージングによりある特定のパイロットキャリアの角度が例えば、100度になった場合は、これを例えば25度等に制限してから、最小2乗法で直線を求めることにより、フェージングの影響を少なくすることができる。従って、ハード化する場合にパイロットキャリアの角度制限によりアークタンジェントの値をテーブルで実現する場合にテーブルのメモリ量を削減することができる。

【0040】また、1次近似を求める際に影響する第3の問題点を解決するための手段として、4つのパイロットキャリアから最小2乗法で直線を求めると、 $y = ax + b$ と表すことができる。ここで、 a は直線の傾き、 b は切片、 x がキャリア番号、 y が各キャリアに対する回転角度である。ここで、 b については、アナログ回路部であるRF部の雑音により各シンボル毎にランダムに変化する。しかし、 a については、送受信機のクロック周波数誤差により時間に比例して変化していく成分である。そこで、 a についてのみ時間方向に移動平均を行うことにより、雑音の影響を減らすことができる。

【0041】

【発明の実施の形態】以下に、発明の実施の形態を説明する。本実施の形態による受信装置は、OFDM伝送方式のための等化器において、リファレンスシンボルによる1次補正の後で2次補正においてパイロットキャリアを使用して各キャリアの回転角度を推定する際に、1次近似を使用した等化器の構成を示し、その1次近似を行う際に、パイロットキャリアがフェージングおよび雑音により変動した場合に、その影響を最小にする補助補正を行うものである。

【0042】以下に、本実施の形態を説明する。図5は本実施の形態による受信装置に適用される等化器の構成例を示すブロック図である。図5に示す等化器は、図2に示した受信機における等化器11に対応する。

【0043】まず、1次補正ブロックについて説明する。図5において、図2に示したFFT部10の後に、最初に1次補正係数を算出する1次補正係数算出部53、および1次補正係数を保存する1次補正係数メモリ54が設けられる。1次補正係数算出部53は、リファレンスシンボルから補正係数を導出し、1次補正係数を1次補正係数メモリ54に保存する。1次補正実行部51は、リファレンスシンボルによる1次補正係数を1次

補正係数メモリ54から読み出して1次補正を実行する。なお、1次補正係数算出部53、および1次補正係数メモリ54はリファレンスシンボルに対してのみ動作し、データシンボルのときは動作しない。

【0044】リファレンスシンボル $R(b)$ ($b = -21, -7, +7, +21$)は、BPSK(Binary Phase Shift Keying)で変調され、リアルパートは ± 1 の値を持ち、イマジナリパートは0である。なお、受信したリファレンスシンボルは理想状態では、 ± 58 である。

【0045】受信したリファレンスシンボルを $Y(1, b)$ ($b = -21, -7, +7, +21$)とすると、1次補正係数 $C1(b)$ は、以下の数8式で導かれる。ここで、 $*$ は複素乗算を表す。

【0046】

【数8】 $C1(b) = Y(1, b) * R(b)$

$C1(b)$ は虚数であるため、数9式で表すことができる。

【0047】

【数9】

$C1(b) = C_re(b) + j C_im(b)$

【0048】次に、1次補正係数を用いて1次補正を実行する1次補正実行部51が設けられる。1次補正実行部51は、受信した信号 $Y(a, b)$ ($a \geq 2$ 、 a :シンボル数、 $b = -21, -7, +7, +21$ 、 b :キャリア番号)に対して、数10式の演算を実行する。

【0049】

【数10】 $X1(a, b) = Y(a, b) * \{C1_re(b) - j C1_im(b)\}$

【0050】図6～図9を用いて1次補正の詳細を説明する。まず、1次補正係数の算出を説明する。図6は、1次補正におけるリファレンスシンボルを示す図である。上述したように、1次補正係数は、リファレンスシンボルから算出される。リファレンスシンボル SC は、52本分のデータとして、数11式のように表される。

【0051】

【数11】 $SC = \{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, \dots\}$

【0052】FFT変換処理後のリファレンスシンボルは、送信側からBPSK $1/2$ で送信されるため、FFT変換処理において全てのエラーが無い理想状態としては、図6Aに示す61、62の信号配置のコンスタレーション(Constellation)となる。これになんらかのエラーが加わると図6Bに示す63、64の信号配置のコンスタレーションの例になる。図6Bに示すようにリファレンスシンボルは、52キャリア分の52個のデータで構成されているが、この52個はそれぞれ異なった回転振幅方向の乱れを受ける。

【0053】いま、リファレンスシンボルの x キャリアを受信機で受信した信号を $Sig_R(1, x)$ 、伝送

路および送受信機のアナログ回路部の伝達関数を $\text{Sig_Coef}(x)$ 、送信機で送信したリファレンスシンボルの x キャリアの信号を $\text{Sig_Ref}(x)$ 、*を複素乗算とすると、以下の数12式ようになる。

【0054】

【数12】 $\text{Sig_R}(1, x) = \text{Sig_Coef}(x) * \text{Sig_Ref}(x)$

【0055】 $\text{Sig_Ref}(x)$ は $\text{Sig_Coef}(x)$ により位相の回転や振幅の変化を受けて、 $\text{Sig_R}(1, x)$ として受信される。従って、位相の回転や振幅の変化による $\text{Sig_Coef}(x)$ は、以下の数13式で表される。

【0056】

【数13】 $\text{Sig_Coef}(x) = \text{Sig_R}(1, x) / \text{Sig_Ref}(x)$

【0057】 受信信号は、送信信号が伝達関数 $\text{Sig_Coef}(x)$ により歪められたものであるから、伝達関数の逆フィルタ ($1 / \text{Sig_Coef}(x)$) を乗算することにより、この歪みを取り除くことができる。歪められた受信信号を $\text{Sig_R}(z, x)$ 、伝達関数

$$\begin{aligned} \text{Sig_Comp} &= \text{Sig_R}(z, x) / \text{Sig_Coef}(x) \\ &= \text{Sig_R}(z, x) * \text{Sig_Ref}(x) / \text{Sig_Rmeanland2}(x) \\ &= \text{Sig_R}(z, x) * \text{Sig_Rmeanland2} * (x) * \text{Sig_Ref}(x) / \text{pow}(\text{abs}(\text{Sig_Rmeanland2}(x)), 2) \end{aligned}$$

【0061】 ここで、数15式において、割り算を含んでいるので、複素数・複素数／実数の形に変形することにより、数16式のように割り算を実行しないで、DMAP部におけるデマッピングの際に考慮することで割り算を行わないで済む。

【0062】

【数16】 $\text{Sig_Comp} = \text{Sig_R}(z, x) * \text{Sig_Rmeanland2} * (x) * \text{Sig_Ref}(x)$

【0063】 つまり、1次補正係数とは、 $\text{Sig_Rmeanland2}(x)$ の共役に対応する x キャリアのリファレンスシンボルの ± 1 をかけたものである。それを $\text{Sig_R}(z, x)$ と複素乗算することが1次補正の実行である。

【0064】 ここでは、位相の回転方向のみ補正されている。振幅方向の補正はここで割り算を実行すれば得られるが、計算の複雑さを避けるために行わない。また、デマッピング時にビタビ復号のアルゴリズムの判定で必要になる尤度は、受信電力の2乗でつけるのが効果的であることが知られている。数16式で省いた割り算 ($\text{pow}(\text{abs}(\text{Sig_Rmeanland2}(x)), 2)$) は、受信信号のパワーであるので、デマッピング時に考慮することにより、ビタビ復号の尤度をつけることができる上に割り算を省くことができる。

を $\text{Sig_Coef}(x)$ 、等化器で補正の対象となる z シンボル目の x 番目のキャリアの送信信号を $\text{Sig_T}(z, x)$ とすると、以下の数14式で表すことができる。

【0058】

【数14】 $\text{Sig_R}(z, x) * (1 / \text{Sig_Coef}(x)) = \text{Sig_T}(z, x)$

【0059】 次に、1次補正の実行について説明する。1次補正実行データを Sig_Comp 、振幅および位相を元に戻す絶対値を abs 、 x の y 乗を $\text{pow}(x, y)$ 、2シンボル目のリファレンスシンボルの受信信号を $\text{Sig_R}(2, x)$ 、2つ目のリファレンスシンボルを各 x 毎に平均したものを $\text{Sig_Rmeanland2}(x) = \text{Sig_Coef}(x) * \text{Sig_Ref}(x)$ 、 $\text{Sig_Rmeanland2}(x)$ の共役を $\text{Sig_Rmeanland2} * (x)$ とすると、以下の数15式の演算によって1次補正が実行される。

【0060】

【数15】

【0065】 図7は、1次補正におけるパイロットキャリアの状態を示す図である。図7は、送受信のクロック誤差によるパイロットキャリアの位相回転を示す図である。図7Aに示す4つのパイロットキャリア71、72、73、74は、送受信のクロック誤差により、図7Bに示す位相回転によりパイロットキャリア71-1(+方向)、71-2(-方向)、71-3(-方向)、72-1(+方向)、72-2(-方向)、72-3(-方向)、73-1(+方向)、73-2(-方向)、73-3(-方向)、74-1(+方向)、74-2(-方向)、74-3(-方向)のようになる。

【0066】 各キャリアの回転量は、以下のようになる。いま、送受信機の発振器(20MHz)の精度が20ppmであるとする。送受信機で考えると40ppmの誤差があり得る。このときに、リファレンスシンボルが、1、2シンボル目であるとする、その60シンボル後は、以下の数17式となる。

【0067】

【数17】

$60 \text{ symbol} * 72 \text{ clk} = 4320 \text{ clk}$

【0068】 100万クロックに40クロックずれるから、以下の数18式のように示すクロックだけ送受信でクロックがずれることになる。

【0069】

【数18】

$$4320/1000000*40=0.1728$$

【0070】この0.1728クロックがキャリアシンボルのコンスタレーションに与える影響は、FFT部へのタイミング誤差で生じる。FFT部はデータを64ポイント切り出すものを使用している。データは、52シンボルなので、8個分は0を入れてIFFT変換処理されている。ここで、対応するキャリア番号-26, -25, -24, ..., -2, -1, +1, +2, ..., +25, +26の52個に着目する。

【0071】±1は、1周期の正弦波のエネルギー、±2は、2周期の正弦波のエネルギー、±26は、26周期の正弦波のエネルギー、として送信側でIFFT変換処理されている。

【0072】ここで、±26のキャリアは、0.1728クロックだけFFTタイミングがずれると、以下の数19式となる。

【0073】

【数19】

$$360/64*0.1728*26=\pm 25\text{度}$$

【0074】例えば、±10のキャリアは、数20式で示す角度だけ回転する。また、リファレンスシンボルの間隔が倍の120になれば、これらの値も倍になる。

【0075】

【数20】

$$360/64*0.1728*10=\pm 9.7\text{度}$$

【0076】図8は、1次補正における各キャリアの位

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} X1 & X2 & X3 & X4 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X1 & 1 \\ X2 & 1 \\ X3 & 1 \\ X4 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} Y1 \\ Y2 \\ Y3 \\ Y4 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} X1^2+X2^2+X3^2+X4^2 & X1+X2+X3+X4 \\ X1+X2+X3+X4 & 4 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} X1Y1+X2Y2+X3Y3+X4Y4 \\ Y1+Y2+Y3+Y4 \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{a11*a22-a12*a21} \begin{pmatrix} a22*b1-a12*b2 \\ -a21*b1+a11*b2 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

ここで、各キャリア番号を-26～+26から0～63とすると、パイロットキャリアは、-21, -7, +7, +21から、X1=5、X2=19、X3=33、X4=47となる。a11, a12, a21, a22, dは、以下の数25式で示すようになる。

【0081】

$$\text{【数25】 } a11=5*5+19*19+33*33+47*47=3684$$

$$a12=5+19+33+47=104$$

$$a21=a12=104$$

$$a22=4$$

$$d=a11*a22-a12*a21=3920$$

相回転量の1次近似直線を示す図である。図8において、4つのキャリア(-21, -7, +7, +21)から、 $y=ax+b$ で表される1次近似直線81を得るための直線近似を行う。直線近似は、最小2乗法により求めることができる。求めたいパラメータ2をh、雑音をσ、Uは既知信号、yは受信信号とにおいて、数式21式のようにおくと、最小2乗解は、数22式で与えられる。TはUの転置行列を表している。

【0077】

【数21】

$$y=Uh+\sigma$$

【0078】

【数22】

$$h=(U^T U)^{-1} U^T y$$

モデルを以下の数23式のようにおくと、hのa, bは数24式で表される。これらは、定数のみで表される。

【0079】

【数23】

$$\begin{pmatrix} Y1 \\ Y2 \\ Y3 \\ Y4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X1 & 1 \\ X2 & 1 \\ X3 & 1 \\ X4 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \sigma1 \\ \sigma2 \\ \sigma3 \\ \sigma4 \end{pmatrix}$$

$y=Uh+\sigma$

【0080】

【数24】

【0082】これにより、受信データがどんなデータであろうとも、逆行列は存在することが分かる。従って、直線の傾きaは以下の数26式のようにになる。

【0083】

$$\text{【数26】 } a=(a22*b1-a12*b2)/3920=(-84*y1-28*y2+28*y3+84*y4)/3920$$

【0084】3920の割り算は、実際の装置では、4096で割るとして、10ビットシフトで済ませている。

【0085】傾きbも最小2乗法の式に従って求めても良いが、bについては、本実施の形態では、別の方法で

求めている。各パイロットキャリアの角度は、以下の数27式で求めることができる。

【0086】

【数27】

$$\begin{aligned} Y1 &= \arctan(\text{pilot}(-21)) \\ Y2 &= \arctan(\text{pilot}(-7)) \\ Y3 &= \arctan(\text{pilot}(+7)) \\ Y4 &= \arctan(\text{pilot}(+21)) \end{aligned}$$

【0087】この角度に変換する前の実部と虚部のデータを各パイロットキャリア間で平均して、そのアークタンジェントをとったものを数28式で示すようにbとして使用する。

【0088】

$$\text{【数28】 } b = \arctan(\{\text{pilot}(-21) + \text{pilot}(-7) + \text{pilot}(+7) + \text{pilot}(+21)\} / 4)$$

【0089】このように平均をとるのは、パワーの大きいものは多く反映され、パワーの小さいものは、あまり反映されないという利点があるからである。

【0090】図9は、1次補正におけるパイロットキャリア間の平均を示す図である。図9において、パイロットキャリア91とパイロットキャリア92の角度を足して2で割ると、平均93は、パワーの大きいパイロットキャリア91の方に引きずられることが分かる。つまり、信頼性のないデータは使われない傾向になる。

【0091】また、傾きaについて、パワーを考慮しなかった理由は以下の通りである。パワーを考慮して傾きと切片を求めるには、重み付き最小2乗法という方法がある。上述したように、数21式に対して、評価関数Jを数29とおくと、ここで、Wが重み関数であり、各受信データのパワーの比になるような対角行列である。

【0092】

【数29】

$$J = (y - Uh)^T W (y - Uh)$$

【0093】

【数30】

$$h = (U^T W U)^{-1} U^T W y$$

この解は、数30式で示されるが、各入力データのパワーの比によって決められるWが逆行列の計算の中に入っているため、この行列が正則になるとは限らず、逆行列の無い場合に陥る可能性があるため本実施の形態では、使用しなかった。

【0094】次に、2次補正ブロックについて説明する。図5において、2次補正係数算出部55が設けられる。2次補正係数算出部55は、1次補正および補助補正されたX2(a, b)データのデータシンボルのパイロットキャリアの角度を求める。1つのデータシンボル中には4つのパイロットキャリアが含まれている。この4つのパイロットキャリアの角度をアークタンジェント関数を使用して、以下の数31式に示す4つの角度を求

める。このパイロットキャリアは、リアルパートとイマジナリパートに分かれている。

【0095】

【数31】

$$\begin{aligned} Q(0) &= \arctan(X2(a, -21)) \\ Q(1) &= \arctan(X2(a, -7)) \\ Q(2) &= \arctan(X2(a, +7)) \\ Q(4) &= \arctan(X2(a, +21)) \end{aligned}$$

【0096】次に、求めた4つの角度から最小2乗法により直線近似を行う。ここで、4つの角度の中で+25以上のものがあった場合は、+25度に制限をかける。逆に、-25以下のものがあった場合は、-25度に制限をかける。このようにパイロットキャリアの角度に制限を付けることによって、フェージング等の影響により異常な値となったパイロットキャリアの影響を排除することができる。

【0097】次に、その4つの角度から最小2乗法を使用して直線を求める。具体的には、直線の傾きおよび切片を求める。

【0098】さらに、傾きに対して時間方法の平均を行う。前7シンボル分の傾きと今回の傾きを足して8で割ることにより平均化を行う。

【0099】そして、直線の傾きと切片を求めたら、それらを用いて他のキャリア(-26, -25, -24, ..., +25, +26の内、-21, -7, 0, +7, +21を除いたもの)の回転角度を求める。

【0100】各キャリアの回転角度からサイン関数、コサイン関数を用いて2次補正係数を求める。各キャリアの回転角度をQ(b)とすると、2次補正係数C3(b)は以下の数32式のようにになる。

【0101】

$$\begin{aligned} \text{【数32】 } C3_re(b) &= \cos(Q(b)) \\ C3_im(b) &= -1 * \sin(Q(b)) \end{aligned}$$

【0102】2次補正係数C3(b)は2次補正係数メモリ59に保存される。2次補正実行部58は、2次補正係数メモリ59から2次補正係数を読み出して、2次補正係数を用いて以下の数33式の演算を行って2次補正を実行する。2次補正実行部58の演算結果は、図2に示したDMAP部12に供給される。

【0103】

【数33】

$$X3(a, b) = X2(a, b) * C3(b)$$

【0104】次に、図5において、2次補正係数算出部の後に補助補係数算出部56および補助補正係数メモリ57が設けられる。補助補係数算出部56は2次補正係数C3と補助補正係数C2を以下の数34式のように合成することにより、次回の補助補正係数C2を求める。

【0105】

$$\text{【数34】 } C2 = C2 * C3$$

【0106】補助補正係数メモリ57は次回の補助補正

係数C2を保存する。補助補正実行部52は補助補正係数メモリ57から次の補助補正係数C2を読み出して次の補助補正を実行する。

【0107】図10～図14を用いて2次補正の詳細を説明する。なお、2次補正は補助補正を実行したとして説明する。2次補正は、各データ毎に変化する各データシンボルに含まれるパイロットキャリアを用いて行う補正である。パイロットキャリアは、-21, -7, +7, +21番目のキャリアに配置されている。

【0108】2次補正が必要な理由は、2つある。第1の理由は、RF部のアナログ回路部の位相雑音により、全キャリアが一定角度だけ位相回転する歪みを補正するためである。第2の理由は、送受信機の双方で40ppm程度のクロック誤差により、各キャリアがそのキャリアに特有の角度だけ回転する歪みを補正するためである。

【0109】図10は、2次補正における全てのキャリアが同じだけ回転した状態を示す図である。図10Aに示す4つのパイロットキャリア101、102、103、104は、位相雑音により、図10Bに示す全てのキャリアが10度回転してパイロットキャリア101-1, 102-1, 103-1, 104-1のようになる。図10Aに示す4つのパイロットキャリア101、102、103、104は、QPSKによるコンスタレーションを示す。

【0110】位相雑音によるパイロットキャリアの回転は、全てのパイロットキャリアが同じだけ回転するため、図10に示すようなコンスタレーションとなる。

【0111】図11は、2次補正における全キャリアの位相回転量が一定の状態を示す図である。図11において、-26～-1および+1～+26の52本のキャリアの内、-21, -7, +7, +21番目の4点のキャリアの平均をとることにより、0次近似で一定角度の平均直線111を得ることができる。なお、ここでは、DC成分となる0番目のキャリアは、使用しない。また、-1および+1は低周波成分、-26および+26は高周波成分であり、マイナスは複素乗算の成分である。

【0112】次に、2次補正係数の導出について説明する。1次補正されたデータには、位相雑音による回転と送受信クロックによる位相回転がある。これらをパイロットキャリアを用いて補正する。

【0113】図12は、2次補正におけるパイロットキャリアの位相回転状態を示す図である。まず、パイロットキャリアの角度の抽出を行う。パイロットキャリアはBPSK 1/2方式で変調されているので、理想状態では、パイロットキャリア121、122のコンスタレーションは以下の図12Aに示すようになる。これに位相雑音および送受信クロック誤差が加わって、図12Bに示す位相回転により、パイロットキャリア123、124のコンスタレーションとなる。

【0114】パイロットキャリアは、予め既知であり、そのデータを±1の形で受信機で保存している。ここでは、図12Aに示すパイロットキャリア121に-1を対応させ、パイロットキャリア122に+1を対応させている。

【0115】図13は、2次補正におけるパイロットキャリアの、前処理を示す図である。図13において、図12Bに示すパイロットキャリア123に前処理132として-1をかけると、処理後のパイロットキャリア131とすることができ、図12Bに示したパイロットキャリア124と同一の回転角度として捉えることができるようになる。このような前処理を施したパイロットキャリアについて以下に示すようなアークタンジェントをとる。

【0116】図14は、2次補正における各キャリアの位相回転量を示す直線を示す図である。図14において、-21, -7, +7, +21番目の4点のキャリアのX1, X2, X3, X4に対応する位相回転量Y1, Y2, Y3, Y4をアークタンジェントをとることにより得る。これにより、1次近似を行って、141で示す直線 $Y = aX + b$ を得ることができる。

【0117】以上で求めた直線 $Y = aX + b$ を用いて、各キャリアの角度が求められたら、数35式で示すように、sin、cosを使用して、元の実軸I、虚軸Qで表される空間に戻す。

【0118】

【数35】 $\text{Sig_Coef2_real}(x) = 511 * \cos(y(x))$

$\text{Sig_Coef2_imag}(x) = -1 * 511 * \sin(y(x))$

【0119】ここで、511は単位円を想定している。この補正係数をかけて2次補正した後に、9ビットシフトすることにより位相回転のみ補正したことになる。イマジナリパートの補正係数にのみ-1がかかっているのは、回転方向を逆向きに戻して補正するためである。2次補正の実行は、以下の数36式で行われる。

【0120】

【数36】 $\text{Sig_Comp2} = \text{Sig_Coef2} * \text{Sig_Comp}$

【0121】次に、補助補正ブロックについて説明する。図5において、補助補正実行部52が設けられる。補助補正係数の初期値は、実数部511、虚数部は0である。補助補正係数をC2(b)とすると、補助補正実行部で以下の数37式の演算が実行される。

【0122】

【数37】 $X2(a, b) = X1(a, b) * \{C2_re(b) + jC2_im(b)\}$

【0123】図15～図19を用いて補助補正の詳細を説明する。上述したように、2次補正係数を求める際に、各キャリアの位相回転量を示す直線 $Y = aX + b$ の

傾き a と切片 b とを求める。この傾き a は、主に送受信機のクロック誤差によるものであり、切片 b は位相雑音によるものである。

【0124】傾き a はクロック誤差によるものであるため、単調増加もしくは単調減少すると考えられる。従って、次第に傾き a の絶対値は、大きくなり、アークタンジェントで角度をうまく算出することが不可能になる。

【0125】そこで、管理可能な角度の範囲内に収めるために、数38式で示すように前回の2次補正した値を次のシンボルの1次補正の後で前回の補助補正值に対して複素乗算をすることにより補助補正として実行する。そうすると、1シンボルのデータの時間である $72c1k$ での送受信機間のクロック誤差を考えれば良く、この値は、小さい値になる。さらに、その次のシンボルの1次補正後には、1回目と2回目の2次補正を足し合わせた補正值を補助補正值として用いる。

【0126】

【数38】補助補正值 (i) = 正規化 (補助補正值 ($i-1$) * 2次補正值 ($i-1$))

【0127】数38式において、補助補正值の初期値は、リアルパートが511、イマジナリパートが0であり、正規化は絶対値511のベクトルへの正規化であり、補助補正值は全ての2次補正值の足し算である。

【0128】2次補正值は、1シンボルの間でのクロック誤差および位相雑音を補正するものである。補助補正は、絶対値511であるので、1次補正されたデータに対して補助補正係数をかけた後に9ビットシフトを行う。

【0129】次に、補助補正を導入したことによる2次補正係数導出の変更を説明する。図15は、補助補正におけるパイロットキャリアの減衰を示す図である。図15において、パイロットキャリアがフェージングによるパワーの落ち込みにより減衰パイロットキャリア151になってしまった場合、そのパイロットキャリアは、簡単に180度回転してしまう。

【0130】図16は、補助補正におけるパイロットキャリアの書換処理を示す図である。補助補正を導入したことにより、前回との差分しか位相回転が無くなるため、パイロットキャリアの回転角度は、1シンボルのクロック誤差による回転と、位相雑音によるものに限られる。

【0131】図16において、補助補正後におけるパイロットキャリア165、166、167、168の回転角度は、ほぼ+23から-23度の範囲に入る。しかし、フェージングにより明らかにエラー状態となったパイロットキャリア161、163は+23から-23度の範囲に入らない。そこで、強制的に、+23から-23度の範囲に入るように、パイロットキャリア161を書換処理169によりパイロットキャリア162とし、パイロットキャリア163を書換処理170によりパイ

ロットキャリア164とするように、パイロットキャリアの値を書き換えてからアークタンジェントによる角度を求める処理に入るようにする。

【0132】これにより、フェージング環境下においてもパイロットキャリアのエラー状態による推定誤差を少なくすることができる。また、アークタンジェント関数は+23から-23度の範囲でしか使用しなくなるので、アークタンジェントの値を保存するテーブルとして、+23から-23度の範囲のデータを持っていれば十分となるので、メモリ容量およびハードウェアを削減することができる。

【0133】上述したように、補助補正係数導出の過程で求める各キャリアの位相回転量を示す直線 $Y = aX + b$ の傾き a は、主に送受信機のクロック誤差によるものである。従って、クロック誤差は、その時の気温差、送信機および受信機のそれぞれの発信器の固体差があるが、若干のジッタを持つものの短い時間でみると一定になる。

【0134】従って、直線 $Y = aX + b$ の傾き a は、単調増加または単調減少する。ただし、雑音等が含まれている受信データから傾き a を推定するため傾き a の値はばらつく。

【0135】図17は、補助補正における過去8シンボルの傾きの平均処理を示す図である。図17において、過去の8シンボルの傾き a の平均をとることにより、雑音のない場合の理想の傾き171を求めることができる。

【0136】図18は、補助補正における傾きおよび累積を示す図である。図18において、補助補正を導入した場合の傾きを示す太線182は、累積を示す細線181の動きと同じになることが分かる。

【0137】図19は、補助補正における平均化処理のための傾きを示す図である。上述したことを考慮した上で補助補正導入下において平均化処理を行うと以下ようになる。図19において、補正した実際の傾き B は、平均操作を行った後に実際に決定された傾きである。取得した傾き A とは、最小2乗法を用いて取得した傾きである。傾きの累積値 R は、過去の実際の傾きの累積とその時点での取得した傾きを足したものであり、この値は、補助補正を行わなかったときの傾きの大きくなる。そこで、数39式に示すように、補助補正を行わなかったときの前8シンボルの傾きの平均をとり、その値と前回の平均との差が補助補正を用いたときの傾きとなる。

【0138】

【数39】 $B9 = (R0 + R1 + \dots + R7) / 8 - (R1 + R2 + \dots + R8) / 8 = (R0 - R8) / 8$

【0139】上述した本実施の形態において、ワイヤレ

スネットワークを規定する R F 1 3 9 4 における例を示したが、これに限らず、他の I E E E 8 0 2 . 1 1 b に適用しても良い。

【 0 1 4 0 】

【発明の効果】この発明の受信装置は、データシンボル挿入領域に複数の B P S K 変調によるリファレンスシンボルが挿入された信号を、複数の搬送波を使用して直交周波数分割多重方式により変調して無線伝送された変調信号を受信して復調する受信装置において、復調された上記データシンボルの振幅および位相を補正するための等化手段は、上記リファレンスシンボルによる 1 次補正実行部と、1 次補正の後であって、全てのデータシンボルに含まれているパイロットキャリアによる 2 次補正実行部と、上記 1 次補正実行部と上記 2 次補正実行部との間に、2 次補正を行った後、上記 2 次補正で位相を回転した分の補正係数を補助補正係数メモリに保存し、次の補正時に 1 次補正を行った後、2 次補正を行う前に補助補正係数による補助補正を実行する補助補正実行部とを備えたので、補助補正を導入したことにより、前回との差分しかパイロットキャリアの位相回転が無くなるため、2 次補正では、この 1 シンボルの時間により生じた回転分だけを補正することになるため、2 次補正で保持する角度が大幅に増大することを防ぎ、パイロットキャリアの位相回転による通信品質の低下を防止することができるという効果を奏する。

【 0 1 4 1 】また、この発明の受信装置は、上述において、上記等化手段の補助補正実行部は、2 次補正の 1 シンボルの時間で生じた位相の回転を補正するものであって、上記 1 シンボルの時間内で、上記パイロットキャリアがある一定角度以上に回転したときに、角度制限を設けるので、パイロットキャリアがフェージングおよび雑音により変動しても、その影響を最小限に止めることができ、異常な値のパイロットキャリアを排除することができ、2 次補正係数の値が発散することを防ぐことができるという効果を奏する。

【 0 1 4 2 】また、この発明の受信装置は、データシンボル挿入領域に複数の B P S K 変調によるリファレンスシンボルが挿入された信号を、複数の搬送波を使用して直交周波数分割多重方式により変調して無線伝送された変調信号を受信して復調する受信装置において、上記データシンボルの振幅および位相を補正するための等化手段は、上記リファレンスシンボルによる 1 次補正実行部と、1 次補正の後であって、全てのデータシンボルに含まれているパイロットキャリアによる 2 次補正実行部と、上記 1 次補正実行部と上記 2 次補正実行部との間に、2 次補正を行った後、上記 2 次補正で位相を回転した分の補正係数を補助補正係数メモリに保存し、次の補正時に 1 次補正を行った後、2 次補正を行う前に補助補正係数による補助補正を実行する補助補正実行部とを備え、上記補助補正実行部は、上記パイロットキャリア

の位相回転角度から近似直線を求め、上記近似直線の傾きを所定データシンボル時間で平均化処理するので、近似直線の傾き成分は、送受クロック誤差が連続的に単調増加することに着目して、傾きは一定になると想定され、従って、平均化処理を行うことにより、雑音成分を除去することができるという効果を奏する。

【 0 1 4 3 】また、この発明の受信方法は、データシンボル挿入領域に複数の B P S K 変調によるリファレンスシンボルが挿入された信号を、複数の搬送波を使用して直交周波数分割多重方式により変調して無線伝送された変調信号を受信して復調する受信方法において、復調された上記データシンボルの振幅および位相を補正するための等化ステップは、上記リファレンスシンボルによる 1 次補正実行ステップと、1 次補正の後であって、全てのデータシンボルに含まれているパイロットキャリアによる 2 次補正実行ステップと、上記 1 次補正実行ステップと上記 2 次補正実行ステップとの間に、2 次補正を行った後、上記 2 次補正で位相を回転した分の補正係数を補助補正係数メモリに保存し、次の補正時に 1 次補正を行った後、2 次補正を行う前に補助補正係数を用いた補助補正を実行する補助補正実行ステップとを備えたので、補助補正実行ステップを導入したことにより、前回との差分しかパイロットキャリアの位相回転が無くなるため、2 次補正実行ステップでは、この 1 シンボルの時間により生じた回転分だけを補正することになるため、2 次補正で保持する角度が大幅に増大することを防ぎ、パイロットキャリアの位相回転による通信品質の低下を防止することができるという効果を奏する。

【 0 1 4 4 】また、この発明の受信方法は、上述において、上記等化ステップの補助補正実行ステップは、2 次補正の 1 シンボルの時間で生じた位相の回転を補正するものであって、上記 1 シンボルの時間内で、上記パイロットキャリアがある一定角度以上に回転したときに、角度制限を設けるので、パイロットキャリアがフェージングおよび雑音により変動しても、その影響を最小限に止めることができ、異常な値のパイロットキャリアを排除することができ、2 次補正係数の値が発散することを防ぐことができるという効果を奏する。

【 0 1 4 5 】また、この発明の受信方法は、データシンボル挿入領域に複数の B P S K 変調によるリファレンスシンボルが挿入された信号を、複数の搬送波を使用して直交周波数分割多重方式により変調して無線伝送された変調信号を受信して復調する受信方法において、上記データシンボルの振幅および位相を補正するための等化ステップは、上記リファレンスシンボルによる 1 次補正実行ステップと、1 次補正の後であって、全てのデータシンボルに含まれているパイロットキャリアによる 2 次補正実行ステップと、上記 1 次補正実行ステップと上記 2 次補正実行ステップとの間に、2 次補正を行った後、上記 2 次補正で位相を回転した分の補正係数を補助補正係

数メモリに保存し、次回の補正時に1次補正を行った後、2次補正を行う前に補助補正係数を用いた補助補正を実行する補助補正実行ステップとを備え、上記補助補正実行ステップは、上記パイロットキャリアの位相回転角度から近似直線を求め、上記近似直線の傾きを所定データシンボル時間で平均化処理するので、近似直線の傾き成分は、送受クロック誤差が連続的に単調増加することに着目して、傾きは一定になると想定され、従って、平均化処理を行うことにより、雑音成分を除去することができるという効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】OFDM通信システムの送信機を示す図である。

【図2】OFDM通信システムの受信機を示す図である。

【図3】データフォーマットを示す図である。

【図4】ユーザデータを示す図である。

【図5】本実施の形態に適用される等化器の構成を示すブロック図である。

【図6】1次補正におけるリファレンスシンボルを示す図であり、図6Aは理想状態、図6Bはエラー発生時である。

【図7】1次補正におけるパイロットキャリアの状態を示す図であり、図7Aは正常位相、図7Bは位相回転時である。

【図8】1次補正における各キャリアの位相回転量の1次近似直線を示す図である。

【図9】1次補正におけるパイロットキャリア間の平均を示す図である。

【図10】2次補正における全てのキャリアが同じだけ回転した状態を示す図であり、図10Aは正常位相、図10Bは全てのキャリアが10度くらい回転した場合である。

【図11】2次補正における全キャリアの位相回転量が一定の状態を示す図である。

【図12】2次補正におけるパイロットキャリアの位相回転状態を示す図であり、図12Aは正常位相、図12Bは位相回転時である。

【図13】2次補正におけるパイロットキャリアの前処理を示す図である。

【図14】2次補正における各キャリアの位相回転量を示す直線を示す図である。

【図15】補助補正におけるパイロットキャリアの減衰を示す図である。

【図16】補助補正におけるパイロットキャリアの書換処理を示す図である。

【図17】補助補正における過去8シンボルの傾きの平均処理を示す図である。

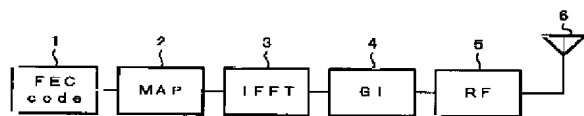
【図18】補助補正における傾きと累積を示す図である。

【図19】補助補正における平均化処理のための傾きを示す図である。

【符号の説明】

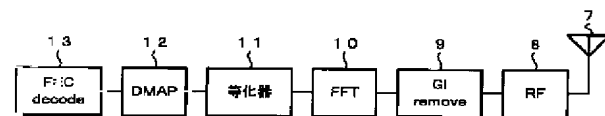
1……FEC Code部、2……MAP部、3……IFFT部、4……GI部、5……RF部、6……アンテナ、7……アンテナ、8……GI remove部、10……FFT部、11……等化器、12……DMAP部、13……FEC decode部、31……リファレンスシンボル、31-2～31-n……ユーザデータ、41……データキャリア、42……パイロットキャリア、51……1次補正実行部、52……補助補正実行部、53……1次補正係数算出部、54……1次補正係数メモリ、55……2次補正係数算出部、56……補助補正係数算出部、57……補助補正係数メモリ、58……2次補正実行部、59……2次補正係数メモリ、

【図1】



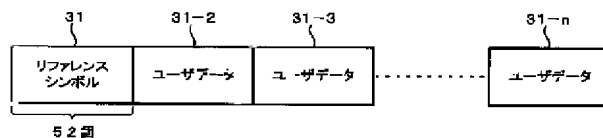
OFDM通信システムの送信機

【図2】



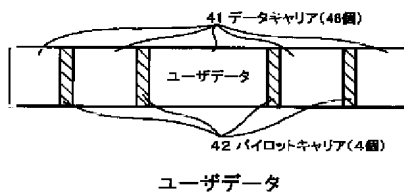
OFDM通信システムの受信機

【図3】

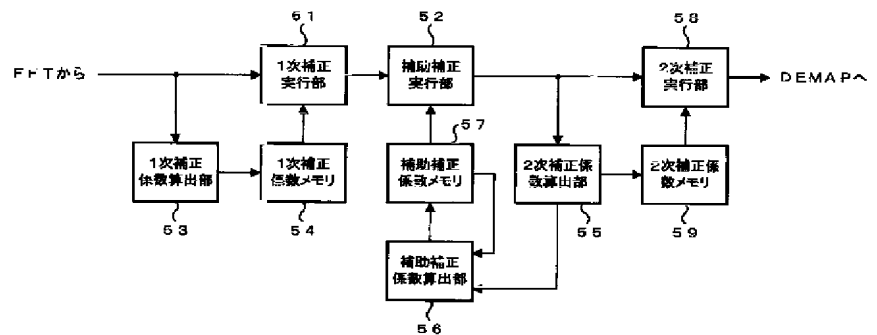


データフォーマット

【図4】

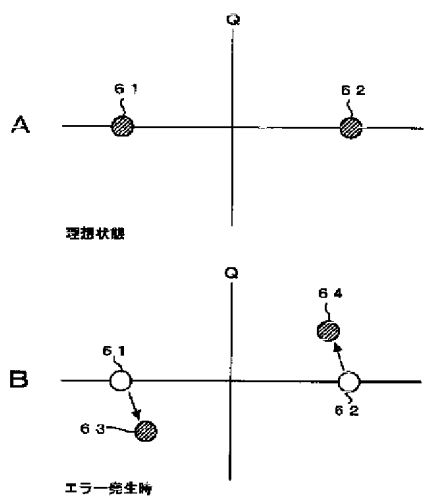


【図5】



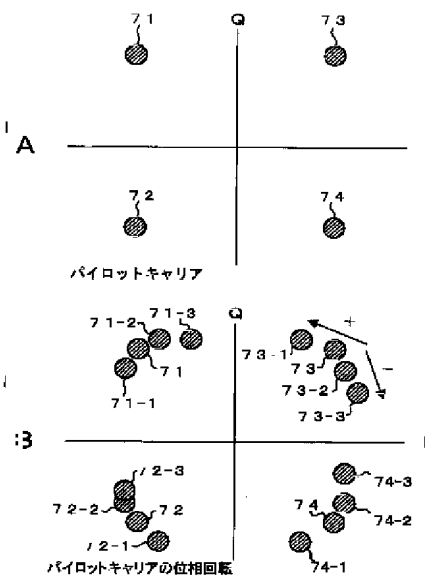
等化器のブロック図

【図6】



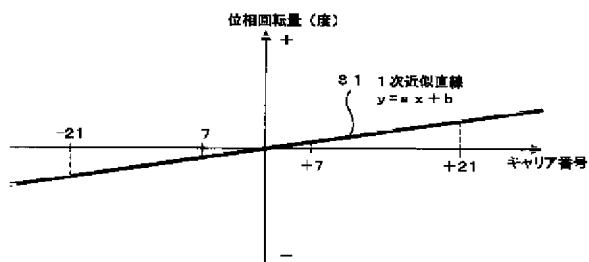
1次補正におけるリファレンスシンボル

【図7】



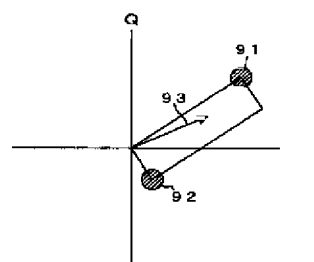
1次補正におけるパイロットキャリアの状態

【図8】



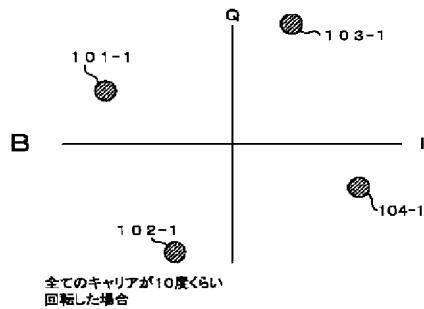
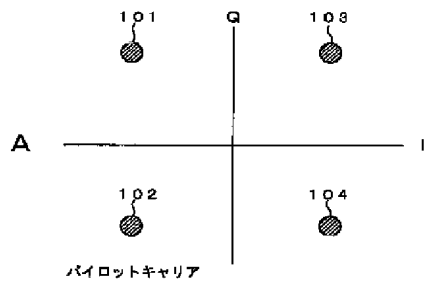
1次補正における各キャリアの位相回転量の1次近似直線

【図9】



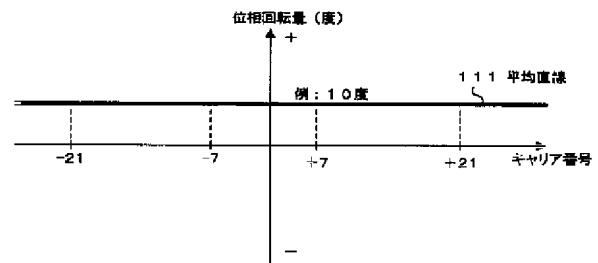
1次補正におけるパイロットキャリア間の平均

【図10】



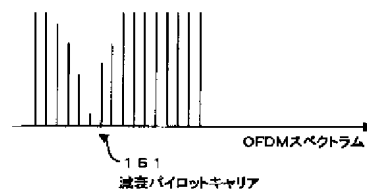
2次補正における全てのキャリアが同じだけ回転した状態

【図11】



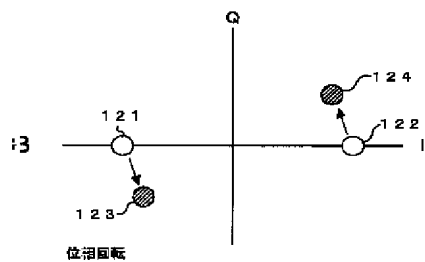
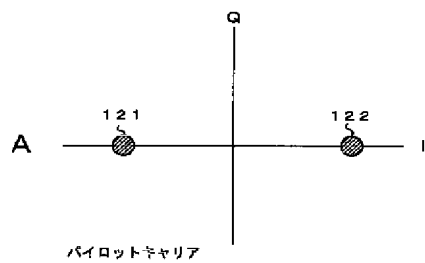
2次補正における全キャリアの位相回転量が一定の状態

【図15】



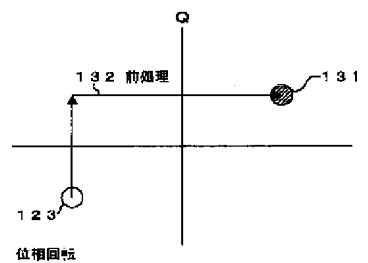
補助補正におけるパイロットキャリアの減衰

【図12】



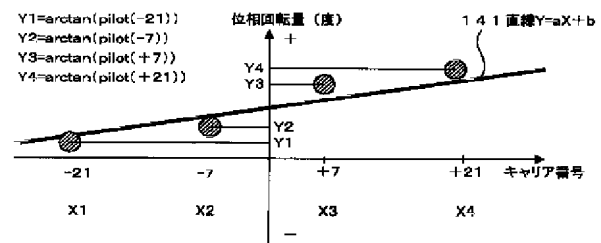
2次補正におけるパイロットキャリアの位相回転状態

【図13】



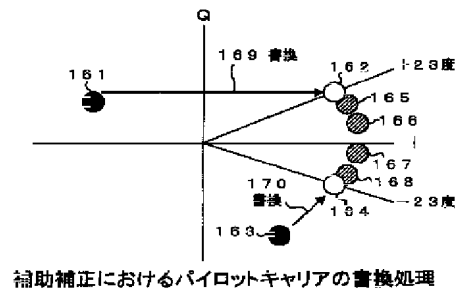
2次補正におけるパイロットキャリアの前処理

【図14】

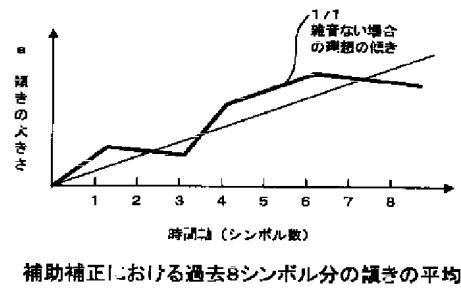


2次補正における各キャリアの位相回転量を示す直線

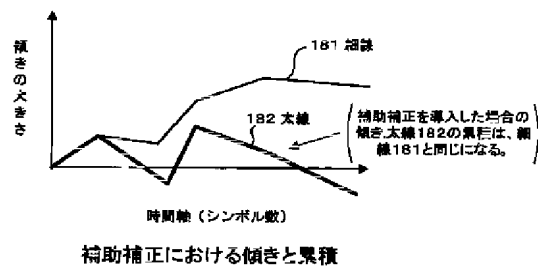
【例 16】



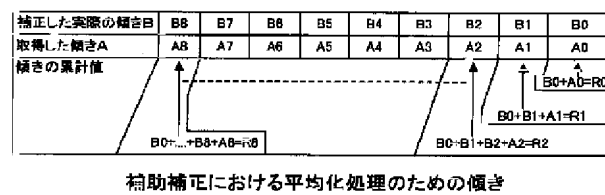
【图 17】



【图 18】



【例 19】



補助補正における平均化処理のための傾き